



# THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE

Ecole Doctorale Sciences, Ingénierie, Santé : ED SIS 488

Discipline : Optique Photonique Hyperfréquence

Présentée et soutenue publiquement le 26 novembre 2010

Par

**ALLASSEM Désiré**

Ingénieur ENSPY

## Contribution à la réalisation d'une micro-inductance planaire

Directeur de thèse :

**Jean Jacques ROUSSEAU**

Encadrant :

**Jean Pierre CHATELON**

Composition de Jury :

Président : Bruno ALLARD Professeur INSA Lyon

Rapporteurs : Corinne ALONSO Professeur Université Paul Sabatier Toulouse

Eric LABOURE Professeur LGEP Paris

Membres : J.J. ROUSSEAU Professeur, DIOM, Université Jean MONNET

J.P. CHATELON Maître de conférences, DIOM, Université Jean MONNET



A mon Père  
qui ne verra pas  
L'épilogue de ce travail



Pendant toute la préparation de cette thèse au Laboratoire DIOM, je me suis senti intégré dans l'équipe et l'ambiance tout a fait amicale et cordiale m'a permis d'accomplir pleinement mes travaux. Ceci est à mettre au crédit des personnes qui composent ce laboratoire. C'est pourquoi, je tiens à ce que chacun se retrouve ici remercié pour m'avoir aidé de quelque manière que ce soit dans l'accomplissement de cette thèse.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Jean-Jacques ROUSSEAU qui m'a d'abord accueilli en stage de Master au DIOM puis à donner son accord afin que je passe cette thèse avec lui. Ses conseils et orientations m'ont permis de travailler dans de très bonnes conditions.

J'exprime aussi ma reconnaissance à Jean-Pierre CHATELON pour l'aide qu'il m'a apporté dans la réalisation des dispositifs et pour la lecture du manuscrit.

Je tiens aussi à exprimer mes sincères reconnaissances à tous ceux dont l'aide à été déterminante dans l'aboutissement de cette thèse. Je me dois de citer : Béatrice PAYET-GERVY (DIOM), Irène PHENG (CIME Grenoble), Collette ALBOUSSIERE (Laboratoire de Transferts Lithosphériques), Stéphanie REYNAUD (LHC), Bernard BAYARD (DIOM), Eric GEAI (DIOM), Marie-Françoise BLANC-MIGNON (DIOM) et l'ensemble des doctorants et stagiaires qui ont participé d'une manière ou d'une autre à ce travail.

Je remercie Bruno ALLARD (Professeur INSA Lyon), Corine ALONSO (Professeur LAAS Toulouse) et Eric LABOURE (Professeur LGPE Paris) d'avoir accepté de juger ce travail.

Comment oublier : Salim, Faris, Bassel, Ismaïl, Adoum, Aziza, Oussama, Taline, Thomas, Eric, Harouna, Issam, Fadi, Abakar, Amir, Yaya, Khamis, Mahamat, Alain, Hanan, pour l'ambiance au laboratoire.

Je dois remercier Jérôme et Marlyse Toralta, la famille Berendjita, Rosine, Désiré, Évariste, Béatrice, Eugène, Benjamin Helnan, Benjamin et Julien qui m'ont apporté une aide morale déterminante à des moments difficiles que j'ai dû vivre pendant cette thèse.

Merci à toute ma famille et à tous mes amis d'avoir accepté de jouer le jeu.

Mes sincères remerciements à tous les membres du Laboratoire DIOM.



---

---

# Table des Matières

---

---

<b>INTRODUCTION.....</b>	<b>9</b>
<b>I     INDUCTANCES INTEGRES ET APPLICATIONS.....</b>	<b>13</b>
INTRODUCTION.....	15
I.1    INDUCTANCE : CONSTITUTION, DEFINITIONS ET APPLICATIONS.....	16
I.2    INDUCTANCE INTEGREE. ....	22
CONCLUSION ET CONTRIBUTION DE CETTE THESE .....	41
BIBLIOGRAPHIE .....	43
<b>II    ETUDES DES INDUCTANCES PLANAIRE A COUCHES MAGNETIQUES.....</b>	<b>49</b>
INTRODUCTION.....	51
II.1   DEFINITION DE LA STRUCTURE A ETUDIER .....	53
II.2   PHENOMENES PHYSIQUES ASSOCIES A UNE INDUCTANCE PLANAIRE .....	55
II.3   ETUDE NUMERIQUE DE L'INDUCTANCE PLANAIRE.....	63
CONCLUSION.....	89
BIBLIOGRAPHIE .....	91
<b>III   INDUCTANCES INTEGRES : PROCEDES DE FABRICATION.....</b>	<b>95</b>
INTRODUCTION.....	97
III.1   PROCESSUS DE FABRICATION D'UNE INDUCTANCE INTEGREE .....	98
III.2   REALISATION D'UNE INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATERIAU MAGNETIQUE.....	123
III.3   REALISATION D'UNE INDUCTANCE AVEC DEUX COUCHES DE MATERIAU MAGNETIQUE .....	126
III.4   BILAN DES REALISATIONS.....	130
CONCLUSION.....	131
BIBLIOGRAPHIE .....	133

<b>IV</b>	<b>MESURES DES PERFORMANCES DES INDUCTANCES A COUCHES MAGNETIQUES...137</b>
	INTRODUCTION..... 139
	IV.1 METHODES DE CARACTERISATION DES INDUCTANCES INTEGREES..... 141
	IV.2 RESULTATS DES MESURES ET COMPARAISONS..... 151
	IV.3 DETERMINATION DE LA PERMEABILITE DES COUCHES DE YIG ..... 158
	IV.4 MESURE DE L'INDUCTANCE DANS DES CONDITIONS D'UTILISATION ..... 160
	CONCLUSION..... 165
	BIBLIOGRAPHIE ..... 167
	<b>CONCLUSION.....171</b>



---

---

# Introduction

---

---

La miniaturisation, l'intégration et la fabrication collective des composants passifs constituent des enjeux majeurs actuels, en particulier pour les dispositifs embarqués afin d'en réduire les volumes et les coûts. Dans cet ensemble de composants dits passifs, l'inductance est incontestablement le composant qui attire de plus en plus d'attentions. En effet, ce composant dans sa technologie originelle (bobinage) occupe une surface importante et ne se prête pas à une intégration. De plus, les progrès dans les télécommunications exigent de nouveaux composants pouvant fonctionner à des fréquences de plus en plus élevées. Aussi réduire l'espace occupé par l'inductance sur une puce ou améliorer ses performances doit contribuer à la miniaturisation, à l'intégration et à la fabrication collective.

Le laboratoire DIOM – Dispositifs et Instrumentation en Optoélectronique et Microondes, de l'Université Jean Monnet de Saint-Etienne s'est depuis quelques années spécialisé dans le développement de composants passifs planaires (inductance, circulateur, isolateur, etc.). Les applications visées se situent dans le domaine des hyperfréquences avec un potentiel certain vis-à-vis de l'intégration des dispositifs de télécommunications de nouvelle génération. Parmi les composants passifs développés au DIOM, figure en bonne place l'inductance.

Actuellement, de nombreux travaux portent sur la réalisation d'inductances et de transformateurs intégrés pour des applications diverses comme le traitement du signal ou l'électronique de puissance. Le développement de tels composants nécessite de plus en plus l'utilisation de matériau magnétique en couches relativement épaisses et le développement de nouvelles techniques pour l'élaboration des couches magnétiques et la réalisation du composant lui-même. Les performances finales du composant dépendent de la technologie de fabrication du composant mais surtout des propriétés du matériau magnétique.

Pour des applications basses fréquences, on rencontre généralement des matériaux magnétiques conducteurs qui présentent une perméabilité élevée; pour les plus hautes fréquences (jusqu'à 500MHz environ), on limite l'épaisseur des couches (à cause des pertes) ou on utilise des matériaux plus isolants.

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'étude, la réalisation et la caractérisation des inductances utilisant une et deux couches relativement épaisses de matériau magnétique ; les inductances devant travailler à des fréquences allant jusqu'au environ du GHz. Les structures étudiées sont de type planaire avec pour objectif un gain en termes d'espace occupé et une fabrication collective.

Le YIG ou Yttrium Iron Garnet (Grenat de fer et d'Yttrium) a été choisi comme matériau magnétique à cause de ses propriétés magnétiques importantes dans le domaine des hyperfréquences mais aussi à cause de l'expérience acquise par le Laboratoire DIOM dans les méthodes d'étude et d'élaboration.

Pour atteindre les objectifs visés par la thèse, le travail a nécessité simulation et expérimentation. Les différents travaux réalisés nous permettent de dégager trois étapes successives : la conception du composant, la réalisation du composant proprement dite et la mesure des performances.

Pour concevoir un tel composant, nous avons utilisé un outil de simulation (HFSS) qui a permis de le dimensionner et d'étudier son comportement en fonction de ses paramètres géométriques et de la fréquence. Le design présentant le meilleur compromis entre les exigences de qualité souhaitées et la relative facilité de sa fabrication a été choisi.

La réalisation fait appel à de nombreuses techniques classiquement utilisées en microélectronique : dépôt des couches par pulvérisation, photolithographie, micro-usinage, etc.

La mesure des performances a été réalisée en basses fréquences pour lesquelles les effets de peau et les effets capacitifs sont totalement négligeables et en hautes fréquences où ces effets ne peuvent être ignorés afin d'étudier le comportement fréquentiel du dispositif et l'influence du matériau magnétique.

Le travail présenté dans le présent manuscrit s'articule en quatre chapitres. Le chapitre un est un chapitre préliminaire dans lequel nous proposons une étude détaillée de ce qui se fait sur l'inductance planaire intégrée. Cette étude bibliographique touche différents aspects de l'inductance notamment, les applications, les différentes formes d'inductances planaires généralement rencontrées dans la littérature, les différentes technologies de fabrication, les moyens de caractérisation et la modélisation de l'inductance intégrée.

Le chapitre deux est consacré à l'étude de l'inductance intégrée. Cette étude menée par simulation définit l'inductance planaire à étudier et l'ensemble des phénomènes physiques apparaissant dans la structure. Dans la dernière partie du chapitre, nous présentons les résultats obtenus en simulant les structures retenues. Trois types de structures ont été simulés : l'inductance sans matériau magnétique, l'inductance avec une couche de matériau magnétique et l'inductance avec deux couches. Les paramètres de simulation sont la fréquence et les paramètres géométriques notamment l'épaisseur du matériau magnétique, la largeur des pistes et la distance entre les pistes.

Les différentes techniques utilisées pour la fabrication des prototypes d'inductance constituent l'objet du chapitre trois. Dans ce chapitre, les différentes étapes de la réalisation d'une inductance intégrée sont décrites. Puis la méthode de fabrication est précisée pour les cas spécifiques des inductances une et deux couches de matériau magnétique. La technologie de fabrication d'inductance intégrée décrite dans cette thèse comprend les techniques de micro-usinage, les techniques de dépôt de matériaux, la photolithographie, la gravure et la réalisation des connexions.

Le dernier chapitre du manuscrit est consacré à la présentation des résultats obtenus par mesure sur des composants fabriqués. Des caractérisations basses et hautes fréquences ont été réalisées sur des inductances sans matériau magnétique et sur des inductances avec une et deux couches de YIG. Les résultats présentés illustrent l'influence de l'épaisseur du matériau magnétique et de la fréquence sur les performances des structures. Dans ce chapitre nous présentons aussi les comparaisons entre les mesures et les simulations ainsi que la caractérisation de l'inductance dans des conditions réelles d'utilisation c'est-à-dire en courant fort (électronique de puissance).

Au terme de cette étude détaillée de l'inductance à couches magnétiques, nous dressons un bilan du travail réalisé puis nous évoquons les perspectives liées à ce travail.

---



---

# Inductances intégrées et applications

---



---

## SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>15</b>
<b>I.1 INDUCTANCE : CONSTITUTION, DEFINITIONS ET APPLICATIONS .....</b>	<b>16</b>
<b>I.1.1 Constitution .....</b>	<b>16</b>
<b>I.1.2 Définitions .....</b>	<b>17</b>
<b>I.1.3 Applications .....</b>	<b>18</b>
I.1.3.1 Stockage d'énergie .....	18
I.1.3.2 Traitement du signal.....	19
<b>I. 2 INDUCTANCE INTEGREE. ....</b>	<b>22</b>
<b>I.2.1 Types d'inductances intégrées .....</b>	<b>22</b>
I.2.1.1 Inductances solénoïdes .....	22
I.2.1.2 Inductances de type serpentín .....	23
I.2.1.3 Inductances spirales .....	25
I.2.1.4 Bilan .....	25
<b>I.2.2 Technologies de fabrication des inductances spirales .....</b>	<b>25</b>
I.2.2.1 Technologie MEMS (Micro-ElectroMechanical Systems).....	26
I.2.2.2 Technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) CMOS-compatible .....	33
I.2.2.3 Bilan.....	35
<b>I.2.3 Performances des inductances spirales .....</b>	<b>36</b>
I.2.3.1 Moyens de mesure .....	36
I.2.3.2 Performances .....	36
<b>I.2.4 Modélisation des inductances spirales et outils de simulation .....</b>	<b>37</b>

I.2.4.1 Modèles analytiques .....	37
I.2.4.2 Simulation électromagnétique .....	38
<b>CONCLUSION ET CONTRIBUTION DE CETTE THESE .....</b>	<b>41</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>43</b>

# CHAPITRE I

## Inductances intégrées et applications

---

### INTRODUCTION

L'inductance est un composant passif qui entre dans la constitution de nombreux circuits de l'électronique notamment dans les filtres pour le traitement du signal et les convertisseurs d'énergie de l'électronique de puissance. Dans la course actuelle vers l'intégration des alimentations traditionnellement utilisées en électronique de puissance pour des besoins avérés de miniaturisation de certaines applications, l'inductance ainsi que les transformateurs semblent être un verrou technologique. L'inductance représente aussi un verrou pour la miniaturisation des applications de type traitement de signal comme dans les filtres.

Nous proposons, dans ce chapitre, une étude bibliographique détaillée traitant de l'étude, la réalisation et la caractérisation d'une inductance planaire qui peut être utilisée dans les deux types d'applications que sont l'électronique de puissance et le traitement du signal.

Pour ce faire, nous nous sommes interrogés sur ce qu'est une inductance et ses applications. Ensuite, nous présentons les technologies généralement utilisées pour la fabrication et la caractérisation de l'inductance intégrée. Ce chapitre se termine par les moyens d'étude d'une inductance intégrée avant sa fabrication.

## I.1 INDUCTANCE : CONSTITUTION, DEFINITIONS ET APPLICATIONS

### I.1.1 Constitution

Une inductance ou bobine est constituée d'un bobinage enroulé autour d'un noyau. Ce noyau peut être l'air ou un matériau magnétique. Dans la plupart des utilisations, le noyau est constitué d'un matériau favorisant l'induction magnétique : c'est le circuit magnétique. Il a pour rôle de canaliser les lignes de champ magnétique et d'augmenter la valeur de l'inductance. Le circuit magnétique est généralement fermé pour nombre d'applications mais il peut être ouvert avec ou sans entrefer.

Dans le cas d'une inductance avec circuit magnétique, ses caractéristiques sont directement liées au matériau et au type de circuit. Le circuit magnétique est le siège de pertes : pertes par courants de Foucault et pertes par hystérésis.

- Si le circuit magnétique est soumis à un champ constant alors les pertes magnétiques sont nulles. Le circuit magnétique est alors généralement constitué de fer doux et massif ou d'acier coulé.
- Si le circuit magnétique est soumis à un champ variable de faible fréquence, alors les pertes magnétiques ne sont pas nulles mais on peut les limiter en utilisant un matériau ayant un cycle d'hystérésis étroit et en feuilletant le circuit magnétique.
- Si par contre le champ est variable et de haute fréquence, le circuit magnétique est généralement réalisé en matériaux ferromagnétiques isolants : ferrite par exemple.

Mais depuis quelques années, l'inductance utilisée dans certaines applications n'est plus fabriquée sous la forme d'une bobine. En effet, notre siècle est marqué par l'apparition d'une nouvelle génération d'appareils comme les téléphones portables, les lecteurs MP3&4, les caméras, etc. dont le point commun est leur petite taille. Ils nécessitent des alimentations et des filtres miniaturisés et performants. La solution généralement proposée est l'intégration de l'ensemble des composants. Mais l'inductance comme les autres composants passifs limitent l'intégration massive. Le composant bobiné n'est pas "intégrable". Le développement de structures passives "on-chip" offre une porte de sortie.



En outre, l'aspect coûts de fabrication des composants est un paramètre clé dans l'industrialisation de ceux-ci. De part sa conception, la bobine n'autorise pas une fabrication collective qui limite les coûts. Le passage à des inductances planaires offre donc cette possibilité. Dans les pages qui suivent, nous nous intéressons aux applications des inductances planaires puis aux technologies de fabrication de ces inductances.

### **I.1.2 Définitions**

Une inductance d'une manière générale est un composant constitué d'un ou de plusieurs bobinages et d'un circuit magnétique permettant de canaliser les lignes de champ.

Son symbole en convention récepteur est :



**Fig. n°1.1 : Symbole d'une inductance**

Du point de vue électrique, la valeur de l'inductance  $L$  n'est rien d'autre que le coefficient de proportionnalité entre le flux total à travers la bobine et le courant qui la traverse. Et une bobine est un enroulement de fil conduisant un courant qui induit un flux proportionnel d'équation :

$$\Phi(t) = Li(t) \quad 1.1$$

La variation de ce flux est à l'origine d'une force contre-électromotrice :

$$u(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad 1.2$$

En régime quelconque, la loi d'Ohm s'écrit :

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad 1.3$$

L'énergie stockée dans une inductance est donnée par l'expression :

$$w = \int id\varphi \quad 1.4$$

En régime linéaire ( $L$  constante), l'expression de l'inductance en fonction de l'énergie stockée se simplifie :

$$w(t) = \frac{1}{2} Li(t)^2 \quad 1.5$$

On peut fabriquer une inductance sans matériau magnétique lorsque l'application nécessite une faible valeur de l'inductance et/ou elle exclue tout effet d'une éventuelle saturation du matériau magnétique.

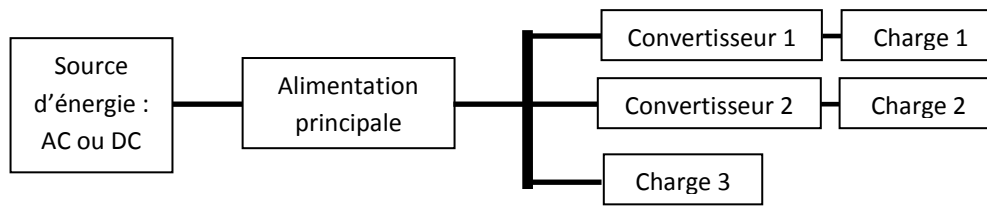
Mais l'utilisation d'un matériau magnétique permet d'augmenter la valeur de l'inductance tout en gardant ou en diminuant les dimensions du composant. Toutefois, l'utilisation d'un matériau magnétique introduit des pertes liées à son comportement hystérétique et aux courants de Foucault. D'autre part, plusieurs phénomènes d'origine électromagnétique ont lieu dans une inductance réelle qui seront développés dans les parties qui suivent (Cf. chapitre 2).

### **I.1.3 Applications**

Les domaines d'application des inductances intégrées sont très variés. On distingue principalement deux types d'applications : les applications de puissance liées au stockage d'énergie et les applications liées au traitement du signal.

#### ***I.1.3.1 Stockage d'énergie***

Le but d'une alimentation en électronique est de fournir une tension continue (le plus souvent) à un système électronique à partir d'une source continue (hacheur) ou d'une source alternative (redresseur). Depuis quelques années, les alimentations à puissance répartie sont de plus en plus préconisées au détriment de grosses alimentations plus onéreuses à mettre au point et plus encombrantes. Cette idée est confortée d'une part par l'apparition d'un grand nombre d'appareils et appareillages portables comme les téléphones cellulaires, les GPS, les PDA et autres baladeurs musicaux et d'autre part par l'accroissement du nombre des composants (transistors, microprocesseurs, microcontrôleurs, etc.) qui les constituent nécessitant une alimentation spécifique pour chaque type. L'idée est, ici, d'adapter l'alimentation à la charge au plus près possible en utilisant des convertisseurs qui s'alimentent à partir d'une alimentation principale. La source d'où cette alimentation principale tire son énergie est une source conventionnelle alternative (par exemple EDF) ou continue (batterie). On parle alors de répartition de la puissance (fig. n°I.2) [1].



**Fig. n°1.2 : Diagramme d'une alimentation à répartition de puissance**

Chaque convertisseur adapté à chaque charge s'alimente à partir d'une alimentation principale. Ces convertisseurs sont des interfaces électroniques conçues pour alimenter au mieux la charge durant son fonctionnement.

Les structures de base les plus utilisées dans ce cadre sont : le hacheur abaisseur (Buck), le hacheur élévateur (Boost), le hacheur à stockage inductif abaisseur-élévateur-inverseur (Buck-Boost) et le hacheur à stockage capacitif abaisseur-élévateur-inverseur (Cuck) [2].

L'intégration de telles structures est rendue possible grâce au découpage haute fréquence. En effet, plus la fréquence de découpage est grande, plus l'inductance de lissage ou de stockage et éventuellement le condensateur de filtrage pourront être de faibles valeurs. Les composants passifs et particulièrement l'inductance peuvent donc être fabriqués par des technologies compatibles aux circuits intégrés.

### **1.1.3.2 Traitement du signal**

Le traitement du signal est l'un des domaines de l'électronique en pleine expansion à cause de notre mode de vie actuel. On trouve les applications du traitement du signal partout notamment :

Dans les télécommunications (téléphonie ou transfert de données via satellites) où la compression des données est importante pour utiliser au mieux la bande passante disponible et minimiser les pertes ;

En audio où l'objectif est d'obtenir un son de plus grande qualité possible en améliorant les techniques d'enregistrement et de compression ;

En imagerie où les applications sont médicales (IRM) ou spatiales (images radars ou satellitaires) ;

En vidéo où la compression et la restitution de séquence vidéo ou la réalisation d'effets spéciaux est courant.

Le traitement du signal est donc la discipline qui développe et étudie les techniques de traitement, d'analyse et d'interprétation des signaux. Plusieurs opérations sont donc réalisées sur les signaux notamment : le contrôle, le filtrage, la compression, la transmission, le débruitage, la prédiction, l'identification et la classification. Pour donner une idée sur l'importance de l'inductance dans ces opérations, nous allons nous intéresser particulièrement au filtrage, à l'amplification et à l'oscillation.

### A°) Filtres passe bande

Un filtre passe bande est un filtre qui ne laisse passer qu'un intervalle de fréquences comprise entre une fréquence de coupure basse et une fréquence de coupure haute. Le filtre passe bande peut être réalisé en utilisant uniquement des composants passifs. Dans ce cas, la transformation a pour but d'atténuer l'amplitude pour les fréquences extérieures de la bande.

Le filtre passe bande étudié par Joachim N. Burghartz est constitué de deux dipôles résonants couplés [3]. Le couplage optimal est obtenu grâce au condensateur central.

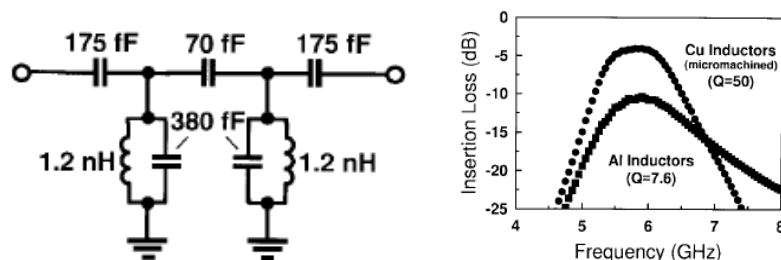


Fig. n°1.3 : a°) schéma et b°) bande passante d'un filtre passe-bande [3]

Pour modifier la fréquence centrale du filtre, on ajuste les valeurs des capacités en parallèle avec les résonateurs pour modifier leur fréquence de résonance.

Dans la plupart des cas, on utilise la simulation ou des mesures pour déterminer les valeurs des composants passifs. Dans leurs travaux, ces auteurs ont montré l'amélioration de la qualité du filtre en améliorant la qualité de l'inductance (Cf. fig. n°1.3).

### B°) Amplificateurs à faible bruit

Un amplificateur faible bruit (*LNA* de l'anglais *Low Noise Amplifier*) est un dispositif électronique chargé de mettre en forme des signaux de très faibles amplitudes généralement en provenance d'une antenne. Il est souvent placé à proximité du capteur, de manière à minimiser les pertes en ligne ; pour cette raison, il est parfois nommé préamplificateur. Ce type de solution est fréquemment utilisé pour les systèmes travaillant à des fréquences élevées, tels que le signal GPS [3-7].

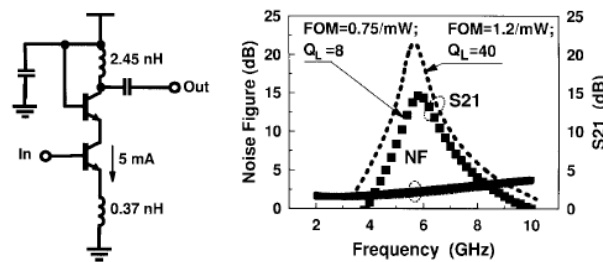


Fig. n°1.4 : a°) Schéma et b°) Facteur de bruit d'un amplificateur faible bruit [3]

Joachim N Burghartz a montré que dans un tel circuit, une inductance de bonne qualité (Q élevé) permet d'avoir un circuit moins gourmand en énergie ou ayant un facteur de mérite élevé. La courbe du facteur de bruit (fig. n°1.4) montre que l'augmentation du facteur de qualité de l'inductance de 8 à 40 permet d'obtenir un facteur de mérite compris entre 0,75 à 1,2/mW. Le facteur de mérite étant :  $FOM = S_{12}/(NF \cdot P_{DC})$  avec NF le facteur de bruit,  $S_{12}$  l'amplitude du paramètre de transmission entre les ports 1 et 2 et  $P_{DC}$  la puissance consommée.

### C°) Oscillateurs contrôlés en tension

Un oscillateur contrôlé en tension (*Voltage controlled oscillator VCO*) est un système électronique qui génère un signal dont la fréquence varie proportionnellement à la tension d'entrée [3-5] [7-9]. Ces oscillateurs sont très utilisés dans les boucles à verrouillage de phase où il génère une fréquence de sortie asservie à la fréquence d'entrée. On retrouve aussi ces circuits dans les synthétiseurs analogiques où la tension appliquée à l'oscillateur dépend de la touche du clavier appuyée et la fréquence générée par l'oscillateur varie pour obtenir les notes musicales.

L'une des méthodes utilisées pour la réduction du bruit de phase est d'avoir un facteur de qualité du circuit élevé. En effet, ce type d'oscillateurs est très utilisé dans les

systèmes de radiocommunications où les fréquences sont élevées et où le canal est étroit ; le bruit de phase doit donc être le plus faible possible.

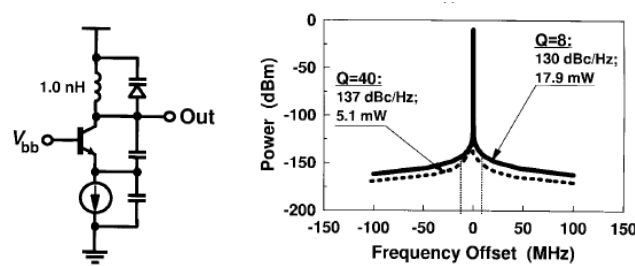


Fig. n°1.5 : a°) Schéma électronique et b°) Puissance consommée d'un oscillateur contrôlé en tension [3]

Joachim N Burghartz a montré que, comme dans le cas du préamplificateur, les performances d'une inductance intégrée influencent fortement les performances de l'oscillateur. La courbe de puissance présentée montre que le principal bénéfice lié à l'utilisation d'une inductance ayant un bon facteur de qualité est la diminution de la puissance consommée. En effet, le fait de multiplier par cinq le facteur de qualité a permis de diviser par 3,5 la consommation du circuit. L'inductance de bon facteur de qualité permet aussi de diminuer le bruit de phase du circuit.

## I. 2 INDUCTANCE INTEGREE.

### I.2.1 Types d'inductances intégrées

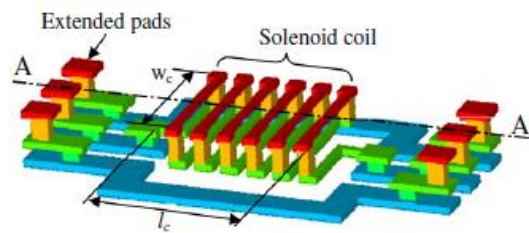
Dans le processus de réalisation d'une inductance, le premier choix qui s'impose est le choix de la forme de l'inductance. Dans la littérature consacrée à l'inductance intégrée, trois types d'inductances sont présentés principalement : les inductances solénoïdes, les inductances de type serpentín et les inductances spirales.

#### I.2.1.1 Inductances solénoïdes

Il s'agit d'un empilement tridimensionnel de couches de conducteur (généralement le cuivre) séparées par un isolant (inductance à air) ou par un matériau magnétique (inductance à matériau magnétique).

Du point de vue couche, ce type d'inductance est constitué d'une couche inférieure de conducteur, d'une couche supérieure de conducteur et des plots permettant de réaliser le contact électrique entre ces deux couches. Une couche d'isolant est réalisée entre les

deux couches conductrices pour éviter le court-circuit. Cet isolant peut être l'air [11-12], un diélectrique quelconque [10] ou un matériau magnétique [13].



**Fig. n°1.6 : schéma d'une inductance solénoïde [10]**

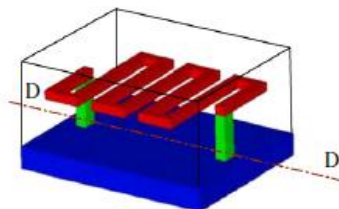
L'avantage de ce type d'inductance est qu'il assure un faible flux de fuite par rapport aux formes suivantes, simule au mieux l'inductance bobinée et utilise au mieux la couche du matériau magnétique si elle existe. Mais cette inductance est difficile à fabriquer car elle nécessite plusieurs étapes de dépôt de couche de matériau. De plus, cette inductance présente une forte résistance à cause de nombreux contacts ohmiques introduits par les via verticaux.

### **1.2.1.2 Inductances de type serpent**

Le serpent est une inductance intégrée planaire ou 3-D ayant la forme d'un serpent ou simulant un solénoïde. Dans la littérature, on distingue principalement trois types de serpents : les serpents simples, hélicoïdaux et spéciaux.

#### **A°) Serpents simples**

C'est un bobinage planaire 2-D relativement facile à fabriquer mais la valeur de l'inductance est faible par rapport à l'espace occupé [10] [14-15].



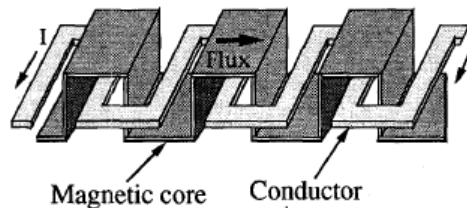
**Fig. n°1.7 : Serpentin simple [10]**

L'avantage principal de ce design est sa simplicité en termes de réalisation. L'inductance ne nécessite qu'une seule couche de conducteur assez simple à faire. Toutefois,

ses faibles performances supposées ou analysées freinent son utilisation. La modification de cette structure permettra d'améliorer ses performances (Cf. paragraphe I.3.3.2).

### **B°) Serpentins hélicoïdaux**

Ce type d'inductance est un double serpentín (conducteur et matériau magnétique) enchevêtré. Ceci permet d'utiliser au mieux le matériau magnétique [13].

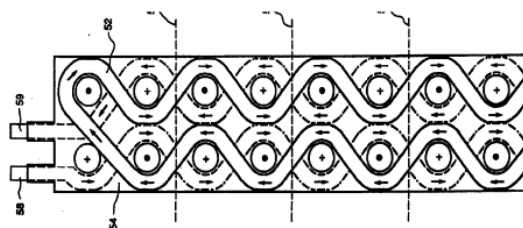


**Fig. n°1.8: Serpentín hélicoïdal [13]**

En comparaison au premier serpentín, cette inductance est plus difficile à réaliser à cause de l'enchevêtrement avec le matériau magnétique. Son principal avantage réside dans l'utilisation optimale (dans le cas du serpentín) du matériau magnétique pour améliorer les performances (Cf. paragraphe I.3.3.2).

### **C°) Serpentins spéciaux**

Ce type d'inductance est un serpentín assez particulier proposé par Waseem et al. [17]. C'est un bobinage 3-D autour de deux rangées de via magnétiques. La figure ci-dessous illustre la façon dont le bobinage a été réalisé. Le matériau conducteur est déposé sur une couche de matériau magnétique.



**Fig. n°1.9 : Serpentín spéciale ; vue en coupe [17]**

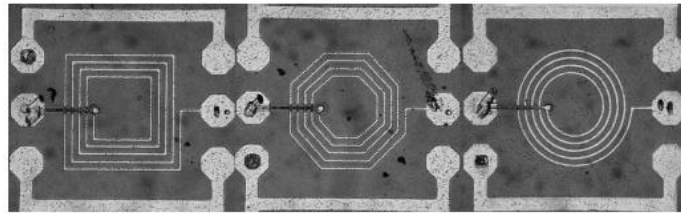
Si le point fort de ce serpentín reste son bobinage assez proche du solénoïde et qui permet d'envisager des performances meilleures, sa réalisation est complexe car elle fait appel à la fois aux techniques de micro-usinage laser, aux techniques de dépôts de couches minces et aux techniques de salle blanche.



### **1.2.1.3 Inductances spirales**

L'inductance spirale est le type d'inductance intégrée le plus répandu dans la littérature scientifique consacrée. C'est principalement un bobinage plan mais pour des raisons d'accès et de continuité, il peut avoir une forme finale 3-D. On rencontre essentiellement trois types de spirales : carrée [3-11] [16] [18-22], circulaire [18] [5-7] [23] et octogonale [5] [20].

La spirale rectangle est considérée comme une variante de la spirale carrée [24].



**Fig. n°1.10 : photographie des inductances carrée, octogonale et circulaire [20]**

Spirale carrée, octogonale ou circulaire ? La question reste posée. L'analyse des performances nous en dira plus. Toutefois, au vu de multiples travaux relatifs à la fabrication de l'inductance spirale carrée, on peut déjà affirmer qu'elle est préférée au détriment des autres formes de par la simplicité du dessin et des performances.

### **1.2.1.4 Bilan**

Dans la littérature, on rencontre principalement trois types d'inductances intégrées mais le type le plus répandu est la spirale. Le succès de l'inductance spirale est dû à sa simplicité de fabrication. Même si le serpentín est aussi simple à fabriquer que la spirale, cette dernière est plus performante car elle permet d'avoir un rapport inductance sur surface occupée plus important. De plus, parmi les spirales, la spirale carrée est la plus utilisée à cause de ses performances (Cf. chapitre 2, tableau n°II.1). Pour ces raisons, dans notre travail, nous avons fait le choix d'une inductance spirale carrée.

## **1.2.2 Technologies de fabrication des inductances spirales**

La mise en place des techniques permettant de fabriquer l'inductance planaire est l'aspect le plus important dans le processus de conception, réalisation et caractérisation de l'inductance. Plusieurs travaux présentent les techniques et technologies utilisées dans la fabrication de l'inductance. Le point commun de ces travaux est la combinaison de

techniques de fabrication dans le seul but de fabriquer une inductance intégrée de hautes performances. Toutefois, toutes ces fabrications sont basées sur deux technologies : MEMS (Micro-ElectroMechanical Systems) et MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit). Pour nous permettre d'explorer correctement les travaux qui traitent de la fabrication de l'inductance planaire, nous allons faire un bref aperçu de ces deux technologies.

### ***1.2.2.1 Technologie MEMS (Micro-ElectroMechanical Systems)***

#### ***A°) Définition et objectifs***

Micro Electro Mechanical Systems, ou MEMS est un terme inventé vers 1989 par le Pr R. Howe pour décrire un domaine de recherche émergent, où les éléments mécaniques sont fabriqués à une échelle plus proche des circuits de la microélectronique que des usinages avec les machines-outils de la mécanique. Mais MEMS n'est pas le seul terme utilisé pour décrire ce domaine et son origine multidisciplinaire. Il est également connu sous le vocable Micromachines, un terme souvent utilisé au Japon, ou plus largement, comme technologies des microsystèmes (MST : MicroSystem Technology) en Europe [25].

Un microsystème électromécanique est donc un microsystème constitué d'un ou de plusieurs éléments mécaniques, utilisant l'électricité comme source d'énergie, en vue de réaliser une fonction de capteur et/ou d'actionneur avec au moins une structure présentant des dimensions micrométriques. Ces systèmes micrométriques ne sont pas usinés à l'aide des méthodes d'usinage classiques de la mécanique, mais en utilisant d'autres techniques globalement appelée technologie de micro-fabrication.

Cette définition simple inclue également la microélectronique. Mais il existe une caractéristique que les circuits électroniques ne partagent pas avec les MEMS. Alors que les circuits électroniques sont fondamentalement des structures solides et compactes, les MEMS ont des trous, des cavités, des canaux, des membranes en lien avec leur origine "mécanique". Cela a un impact direct sur leur processus de fabrication. En effet, même lorsque les MEMS sont fabriqués sur du silicium (matériau de base de la microélectronique), le processus de fabrication doit être adapté pour répondre à certaines exigences comme le dépôt des couches plus ou moins épaisses, la gravure profonde et il

convient d'introduire des étapes spéciales supplémentaires pour se défaire des procédés purement mécaniques.

De plus, les MEMS ont ceci de particulier qu'ils ne sont pas seulement "fabricables" sur du silicium. Ils peuvent être fabriqués en polymère, en verre, en quartz ou même dans des métaux.

Le développement d'un composant MEMS a un coût qui ne devrait pas être sous-évalué mais la technologie a apporté des avantages uniques au développement des composants de l'électronique de puissance car elle a permis d'usiner des fonctions entières dans le silicium (transformateur, inductance, capacité, etc.).

Comme les composants MEMS ont la même taille que les circuits intégrés, la technologie de fabrication MEMS s'est rapidement inspirée des techniques utilisées en microélectronique. Les techniques comme la photolithographie, le dépôt des couches minces par dépôt en phase vapeur chimique (CVD : Chemical Vapor Deposition) ou le dépôt en phase vapeur physique (PVD : Physical Vapor Deposition), la croissance des couches minces par épitaxie ou par oxydation, le dopage par implantation d'ions ou par diffusion, la gravure humide ou sèche, etc. ont toutes été adoptées et utilisées par la technologie de fabrication des MEMS.

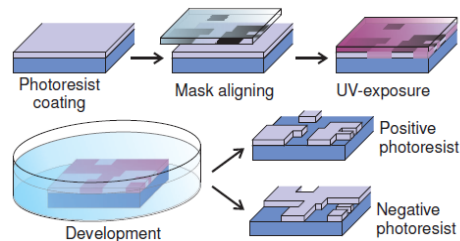
### ***B°) Processus de fabrication des MEMS***

De nombreux livres de micro-électronique décrivent en détails les techniques ci-dessus énumérées que la technologie MEMS utilise également. Comme la technologie MEMS et la technologie des circuits intégrés non pas exactement le même but, certaines de ces techniques ont été modifiées pour les adapter aux réalités MEMS. Pour cette raison, nous allons donner quelques détails sur les différents processus utilisés dans les technologies MEMS.

En dehors de la technologie de fabrication classiquement utilisée par la microélectronique, on distingue trois types de technologies MEMS : la technologie de micro-usinage de volume, la technologie de micro-usinage de surface et la technologie de micro-usinage par gravure ionique réactive profonde.

**B-1°) Procédé classique de la micro-électronique**

C'est la technique qui consiste à transférer l'image d'un circuit contenu sur un masque vers un substrat ou une couche déposée sur ce substrat.



**Fig. n°I.11 : Les étapes de fabrication par la technologie de la microélectronique [25]**

On peut résumer les étapes de cette technologie comme suit : dépôt d'une résine photosensible, masquage, insolation, développement. Deux types de résines peuvent être utilisés : la résine positive ou la résine négative. Pour un même masque, le résultat est inverse. On obtient l'image noire du masque si on utilise une résine négative ou l'opposé si on utilise une résine positive. On distingue souvent la photolithographie et le lift-off (processus de fabrication de structure sur un substrat en utilisant un matériau sacrificiel destiné à être décollé).

**B-2°) Micro-usinage de volume du substrat**

Cette technique de fabrication de microstructure est basée sur l'enlèvement sélectif de la matière du substrat pour y former la structure. Les techniques couramment utilisées pour enlever de la matière sur le substrat sont la gravure humide et la gravure sèche, avec des degrés de contrôle différents sur le profil interne final de la structure.

**B-2.1°) Gravure humide**

Dans le cas de la gravure humide, l'enlèvement de la matière est obtenu par immersion dans un bain chimique qui attaque les surfaces non protégées du substrat ou du matériau à graver.

Les principaux avantages de cette technique de gravure viennent du fait qu'elle peut être rapide, uniforme, très sélective et bon marché. La vitesse de gravure et le profil résultant dépendent du matériau à graver, du produit chimique utilisé, de la température du bain, de la présence ou non d'agitation et de la technique d'arrêt de la gravure.

Malheureusement, cette technique a des inconvénients liés principalement à l'utilisation de la résine (appelée aussi masque) pour permettre la gravure sélective. Il faut trouver une résine qui ne se dissout pas en présence du produit chimique de gravure ou du moins beaucoup plus lentement que le substrat ou la couche déposée. De plus, pour certains substrats monocristallins comme le silicium, la gravure peut être anisotrope.

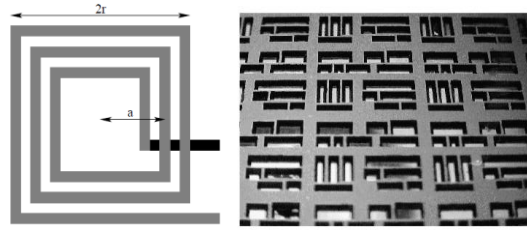
### **B-2.2°) Gravure sèche**

La gravure sèche est un ensemble de techniques qui permettent de graver un substrat grâce à des phases gazeuses. Le plasma est généralement associé dans le processus de gravure sèche pour augmenter le rapport de gravure et pour fournir les ions réactifs.

La gravure sèche peut donc être réalisée physiquement par un bombardement de la surface du substrat par des ions (gravure ionique ou par pulvérisation cathodique), chimiquement par réaction chimique se produisant à la surface du substrat (la gravure par plasma), ou par des mécanismes combinant les effets des gravures physiques et chimiques (gravure ionique réactive, RIE).

Ces techniques de gravure ont une sélectivité très différente et permettent de réaliser différents profils. La gravure est en général plus anisotrope et verticale lorsque qu'elle est plus physique, alors qu'elle est plus sélective et isotrope quand elle est plus chimique.

La technologie de micro-usinage de volume avec gravure humide a été utilisée par P. M. Trabulo et al. dans *Spiral Inductors on Silicon for Wireless Communications* [7] pour fabriquer des inductances intégrées sur du substrat de silicium. Les spires sont réalisées en aluminium obtenu par pulvérisation cathodique sur une couche d'oxyde de silicium déposée sur le substrat de silicium. La face opposée du substrat est gravée dans une solution d'hydroxyde de potassium (KOH) pour supprimer le silicium sous les spires afin de limiter les pertes liées aux couplages entre les spires et le substrat. La sous-couche d'oxyde sert de couche d'arrêt de la gravure au potassium. La figure ci-dessous donne une vue de dessus (spirale) et une vue de dessous (« les fenêtres ouvertes »).



**Fig. n°1.12 : Inductance fabriquée par micro-usinage de volume**

**a°) vue de dessus, b°) vue de dessous du substrat silicium [7].**

Mina Rais-Zadeh et Farrokh Ayazi dans *Characterization of high-Q spiral inductors on thick insulator-on-silicon* [6], ont utilisé, quand à eux, la technique de micro-usinage de volume avec une gravure sèche pour fabriquer des inductances intégrée. Mais en y regardant de plus près, la technique utilisée associe aussi un usinage DRIE (Cf. paragraphe sur DRIE).

### **B-3°) Micro-usinage de surface du substrat**

Contrairement au micro-usinage de volume où les microstructures sont formées par la gravure du substrat même, le micro-usinage de surface permet de fabriquer des structures en ajoutant des matériaux, couche par couche sur la surface du substrat. Des couches d'une épaisseur de l'ordre de 15  $\mu\text{m}$  sont généralement utilisées ; certaines sont utilisées comme couches structurales, d'autres comme couches sacrificielles. La gravure sèche est généralement utilisée pour définir la forme des couches structurales. Une étape de gravure humide permet d'éliminer la couche sacrificielle. La figure ci-après résume les grandes étapes de la fabrication d'un via en utilisant les techniques de micro-usinage de surface.

Pour réaliser la structure, une couche du matériau sacrificielle (ici, PSG : Phosphosilicate glass) est déposée et gravée en utilisant la photolithographie. Puis une couche du matériau structural (silicium polycristallin) est déposée. Cette couche est masquée et gravée en utilisant un autre masque. Le reste de la couche sacrificielle est alors gravée en dernier lieu pour faire apparaître la structure.

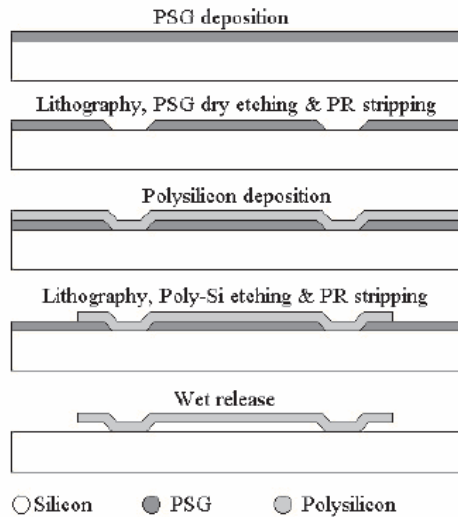


Fig. n°I.13 : Les étapes de fabrication par micro-usinage de surface [25]

**B-4°) Micro-usinage par gravure ionique réactive profonde**

Le micro-usinage par gravure ionique réactive profonde (DRIE : Deep Reactive Ion Etching) combine à la fois les actions de micro-usinage de surface et de micro-usinage de volume. Comme technologie de micro-usinage en volume, la structure est formée par la gravure du substrat, mais comme la technologie de micro-usinage de surface, la gravure de la couche sacrificielle est utilisée pour finaliser la microstructure. Le schéma ci-dessous est un diagramme simplifié de ce processus de fabrication.

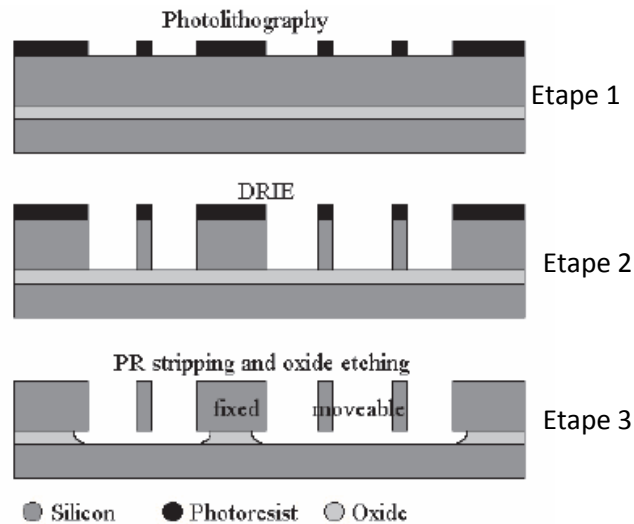
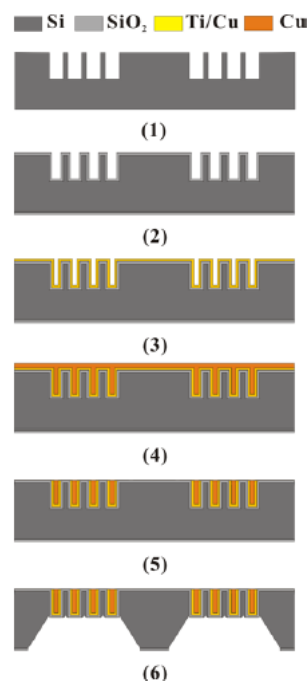


Fig. n°I.14 : Diagramme de fabrication par DRIE [25]

L'étape 1 correspond à une photolithographie classique, l'étape 2 à une gravure de volume par DRIE et l'étape 3 à une gravure de surface.

Cette technique de fabrication de l'inductance basée sur une gravure en profondeur du substrat a été utilisée par Tingrui Pan [21] pour réaliser une inductance totalement enfouie dans un substrat de silicium (Fig. I.15). Cette fabrication commence par une gravure ionique réactive profonde du substrat de silicium pour dessiner l'inductance (1). Cette gravure est suivie d'une étape d'oxydation du silicium pour former une couche isolante d'environ  $2\mu\text{m}$  (2). Une sous-couche d'accroche en Ti/Cu (3) puis une couche de cuivre (4) sont déposées par électrodéposition. Un polissage chimico-mécanique (5) est aussi réalisé pour éliminer le cuivre excédentaire qui se trouve hors des tranchées réalisées par DRIE. Pour éliminer les capacités de couplage avec le substrat, la face opposée du substrat de silicium a été gravée à des emplacements où passent les spires (6).



*Fig. n°I.15 : Les étapes d'une réalisation DRIE [21]*

Cette technique permet donc de réaliser des inductances intégrées sur silicium qui pourrait contenir aussi des composants actifs afin de réaliser une fonction électronique complète.

**NB :** il existe d'autres variantes des technologies que nous venons d'exposer. Nous n'avons pas la prétention d'être exhaustif mais dans la plupart des cas, elles ne dérivent que des technologies ici décrites.



### ***1.2.2.2 Technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits) CMOS-compatible***

La technologie CMOS est une technologie planaire destinée au développement des systèmes à très haute échelle d'intégration (VLSI). Cette technologie permet de réaliser des circuits à faible coût et à basse consommation. Cet avantage lui a permis d'être reconnue comme la technologie de pointe la plus avancée et la plus maîtrisée dans le domaine de la micro-électronique. Cet essor de la microélectronique sur silicium a permis le développement des circuits MMIC sur des substrats comme GaAs (arséniure de gallium) et autres qui ont l'avantage d'avoir des pertes faibles à des fréquences élevées.

Dans cette technologie, les circuits intégrés correspondent à une superposition de couches actives, de couches passives et de diélectriques. Les couches actives permettent de réaliser les composants actifs et les couches passives et diélectriques servent à la fabrication des composants passifs et des interconnexions. Chacune des couches superposées est réalisée selon un procédé bien particulier.

Pour la réalisation de composants passifs comme l'inductance, il est nécessaire de réaliser une couche conductrice, une couche isolante ou un masque dans un matériau autre que le substrat. On dispose pour cela principalement de trois méthodes de réalisation : la technique de lift-off, la technique de gravure sèche et la technique de gravure humide. Ces trois techniques nécessitent l'utilisation d'un masque qui diffère d'une technique à une autre.

#### ***A°) Techniques utilisées***

##### ***A-1°) Technique de lift-off***

Dans cette technique, les motifs à reproduire qui sont portés sur le masque sont transparents tandis que les parties à éliminer sont opaques (en noir). Une résine photosensible positive est déposée sur le substrat. Elle est ensuite séchée, insolée et révélée. Le dépôt de la couche métallique ou diélectrique est réalisé sur toute la surface du substrat. La résine restante est enfin dissoute et le matériau déposé sur la résine est retiré comme une fine pellicule laissant ainsi apparaître les motifs à réaliser.

### A-2°) Technique de gravure sèche

Pour cette technique le masque est opaque pour les motifs à réaliser et transparent dans les parties à supprimer. Le matériau à graver est déposé sur toute la surface du substrat. Comme dans le cas du lift-off, une couche de résine négative (à la différence de la résine positive du lift-off) est déposée sur le substrat. Elle est séchée, insolée et révélée. La gravure des parties à enlever se fait par plasma généré par un gaz placé entre deux électrodes sous une tension RF. Ce gaz doit être chimiquement réactif avec le matériau à retirer. La résine restante est dissoute pour faire apparaître les motifs.

### A-3°) Technique de la gravure humide

La gravure humide suit les mêmes étapes que la gravure sèche mais l'étape de gravure proprement dite a lieu dans une solution réactive avec le matériau à enlever.

### B°) Opérations spéciales

Dans la pratique, il est parfois nécessaire de connecter des parties de composants entre elles (inductance deux couches métalliques) ou des composants entre eux et cela avec des connexions les plus courtes possibles afin d'éviter des discontinuités. On réalise pour cela des ponts ou via (cas d'une inductance avec deux niveaux de métallisation) et des trous métallisés (cas d'une inductance avec plan de masse isolé).

La réalisation d'inductance intégrée par la technologie MMIC compatible CMOS avec trous métallisés (via) pour connecter d'une part les plots des inductances entre eux et d'autre part pour réunir les plots à une seule masse (Cf. fig. n°1.16) a été l'objet des travaux de R. Murphy-Arteaga et al. dans *Fabrication, characterisation and modelling of integrated on-silicon inductors*. [20]

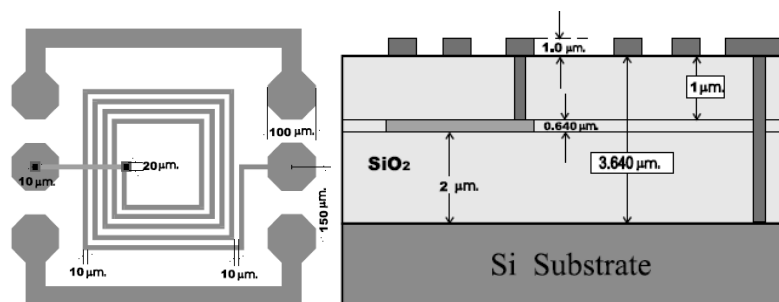


Fig. n°1.16 : inductance intégrée MMIC avec trous métallisés : a°) vue de dessus ; b°) coupe [20]

Les spirales en aluminium sont réalisées en utilisant deux couches de métal. La couche métallique supérieure constitue la spirale et le contact au port d'entrée a été fait en utilisant un via qui relie la spirale à la couche métallique inférieure. Un oxyde de silicium sépare d'une part le substrat de silicium de la couche métallique inférieure et d'autre part la couche inférieure avec la couche supérieure.

Les couches d'oxyde de silicium sont obtenues par un dépôt en phase vapeur chimique en partant d'une sous-couche obtenue par oxydation thermique. Les couches d'aluminium sont obtenues par évaporation. Cette réalisation a pour but de limiter les pertes dans le substrat afin d'augmenter le facteur de qualité de la structure.

Le même type de réalisation a été faite par Ming-Chun Hsieh et al. dans *Design and Fabrication of Deep Submicron CMOS Technology Compatible Suspended High-Q Spiral Inductors* [9]. La gravure réalisée est une gravure humide et ces auteurs ont utilisé, pour graver le substrat, un mélange de BOE (Buffered oxide etch), d'acide hydrofluorique (HF), d'acide acétique (CH<sub>3</sub>-COOH) et d'eau désionisée. Le BOE est un mélange d'acide hydrofluorique, de fluorure d'ammonium (NH<sub>4</sub>F) et d'eau désionisée. Cette gravure permet d'ouvrir des fenêtres de diverses formes sous la spirale.

Dans *Comparison of frequency responses of spiral inductors with different figures* [5], Jong-Min Lee et al. décrivent la fabrication d'une inductance planaire par la technologie MMIC avec une gravure sèche type RIE. Les conducteurs sont ici en or et une sous-couche d'accroche a été utilisée.

### **1.2.2.3 Bilan**

Dans la littérature consacrée à l'inductance planaire, de nombreuses réalisations ont été faites en utilisant les techniques traditionnelles de la micro-électronique. Mais de plus en plus de chercheurs sont tournés vers des technologies compatibles avec la fabrication collective comme les MEMS et les MMIC.

En comparant les deux technologies de fabrication généralement utilisées en microélectronique, on peut dégager de nombreuses synergies. Cela explique que dans de nombreuses réalisations, il est très difficile d'établir une frontière digne de ce nom entre ces technologies.

### **I.2.3 Performances des inductances spirales**

#### ***I.2.3.1 Moyens de mesure***

Lorsque l'inductance intégrée est fabriquée, il est toujours important de mesurer ses performances avant son introduction dans une application. Les caractéristiques généralement mesurées et comparées sont : la valeur de l'inductance, le facteur de qualité et la résistance ainsi que le comportement en fréquence. Dans cette partie, nous nous intéresserons à la valeur de l'inductance, au facteur de qualité et aux méthodes de mesures.

La mesure des caractéristiques d'une inductance intégrée est généralement faite avec un analyseur vectoriel de réseau. Plusieurs types d'analyseurs sont utilisés : HP 4395A [21], HP 8510B [5] HP 8510C [9-10] [18], HP 8517B [6], HP 8722ES [8]. Mais des ponts d'impédances sont aussi utilisés pour effectuer ces mesures : HP 4291B [22]. Les ponts d'impédances ont permis d'effectuer des mesures jusqu'à 1 GHz. Pour des fréquences plus hautes de quelques dizaines de GHz, ces sont les analyseurs vectoriels de réseau qui sont utilisés.

#### ***I.2.3.2 Performances***

Les premières inductances intégrées fabriquées sans matériau magnétique avaient de faibles valeurs d'inductance et de facteur de qualité :  $L = 2.6 \text{ nH}$ ,  $Q_{\max} = 20.5$  pour les inductances fabriquées par Yong-Kyu Yoon et Mark G. Allen [10];  $L = 2 \text{ nH}$ ,  $Q_{\max} = 12$  pour les inductances fabriquées par Choon Beng Sia et al [18].

Pour améliorer les caractéristiques des inductances, plusieurs solutions sont proposées : optimisation des paramètres géométriques de l'inductance, utilisation d'une couche de matériau magnétique et réalisation d'une inductance avec double couches de matériau magnétique.

L'optimisation des paramètres géométriques de l'inductance consiste à étudier l'inductance en fonction du nombre des spires, de la largeur des pistes, etc. Cette étude est généralement faite par simulation (Cf. paragraphe I.2.4).

L'utilisation d'un matériau magnétique est l'un des objectifs de notre travail pour améliorer les performances de l'inductance.

## **1.2.4 Modélisation des inductances spirales et outils de simulation**

Nous avons vu que pour évaluer les performances d'une inductance planaire, on s'intéresse généralement à la valeur de l'inductance, à son facteur de qualité et à sa résistance. De plus, nous avons aussi vu que la fabrication des inductances intégrées nécessite la mise en œuvre d'importantes étapes technologiques. Il faut donc disposer de moyens permettant d'étudier les inductances avant leur fabrication afin d'éliminer toute structure ne pouvant répondre aux besoins exprimés. On dispose pour cela deux types de moyens : les moyens analytiques et les simulations électromagnétiques.

### **1.2.4.1 Modèles analytiques**

La modélisation physique des inductances planaires spirales exige la résolution d'équations électromagnétiques. Quelques méthodes de résolution numérique de ces équations existent mais pour des problèmes simples. Ces méthodes ne sont pas totalement applicables aux inductances spirales carrées, octogonales ou circulaires, etc. à cause du milieu non homogène entourant les inductances. En effet, pour les méthodes proposées, la valeur d'inductance de la structure est calculée en espace libre c'est-à-dire dans un milieu homogène ayant les propriétés de l'air. La spirale est décomposée en deux types d'éléments élémentaires dans lesquels le champ est connu : des segments de droite ou des boucles circulaires. On utilise aussi des décompositions en conducteurs filiformes ou volumiques en fonction des calculs. FW Grover [27-28] propose de nombreuses formules approchées pour le calcul des inductances propres et des inductances mutuelles des spirales de différentes formes.

Mais c'est surtout avec les travaux de Greenhouse [29-30] que les premières méthodes de calculs des inductances intégrées furent proposées pour les spirales rectangulaires. Elles reposent sur l'addition de la contribution de chaque segment constituant l'inductance spirale. De nouveaux travaux [20-25] [27-32] proposent des méthodes similaires à celle de Greenhouse tout en ayant comme but la simplification des calculs et une meilleure précision.

La décomposition de la structure en segments s'appuie sur le concept sous-jacent de l'inductance partielle. Cette notion a été exposée par A. E Ruehli [1] : c'est la formalisation de la méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit). Cette méthode synthétise le

principe des éléments des circuits équivalents et le calcul des valeurs des paramètres à partir des équations électromagnétiques. Par cette méthode, toute structure de conducteurs peut être décomposée en dipôles équivalents résistifs, inductifs et capacitifs.

Les applications de cette méthode sont nombreuses particulièrement dans des logiciels de conception assistés par l'ordinateur. On citera à titre d'exemples :

1°) INCA (Inductance Calculation) développé au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (actuellement G2Elab) [33];

2°) ASITIC, développé à l'Université de Berkeley, Californie, dédié à la conception d'inductance RF [4] ;

3°) FastHenry, FastCap et FastModel, développés au Massachusetts Institute of Technology, pour la conception des applications RF [1].

La méthode PEEC et les méthodes dérivées ont l'avantage qu'elles permettent de fournir l'ordre de grandeur du comportement du composant très rapidement, mais ne permettent pas, le plus souvent, le calcul précis de toutes les pertes dans la structure. Dans la partie qui suit, nous nous intéressons à la simulation avec des solveurs électromagnétiques qui fournissent des résultats beaucoup plus précis.

#### ***1.2.4.2 Simulation électromagnétique***

La plupart des solveurs utilisés dans la résolution des problèmes électromagnétiques utilisent la méthode des éléments finis qui est une méthode mathématique dédiée à la résolution de toute équation aux dérivées partielles issue d'un maillage de structure. Selon le problème, des équations aux dérivées partielles dérivées des équations de Maxwell peuvent être trouvées et résolues. En fonction du problème à résoudre, il existe sur le marché plusieurs types de logiciels. Nous proposons ici quelques noms en fonction des applications des structures à étudier.

1°) pour l'étude des composants basses fréquences comme les moteurs électriques, les transformateurs, etc., on utilise le plus souvent Maxwell, Flux, etc. Ils permettent de prédire les champs magnétique et électrique, les couples, les forces électrodynamiques et les impédances [1].

2°) pour les circuits électroniques large bande comme les ordinateurs ou tout équipement de traitement de signal, on utilise les outils comme Simplorer, Sonnet, etc. pour prédire l'intégrité du signal, les diaphonies ou les interférences électromagnétiques [34].

3°) pour les composants Radiofréquences ou microondes, antennes et radar, on utilise les outils comme HFSS, Momentum pour prédire les paramètres S [1] [34-35]. Parmi les logiciels de cette gamme, HFSS constitue un moyen puissant de calcul. Nous l'avons choisi dans le cadre de notre étude.

Les simulateurs électromagnétiques ont un avantage capital qui est la précision des calculs et la prise en charge de plusieurs phénomènes qui ont lieu dans une structure comme l'effet de peau et de proximités, les couplages capacitifs, les effets du substrat, etc. Leur point faible reste le temps de calculs qui est élevé (plusieurs heures voire des jours).





## CHAPITRE I

# Inductances intégrées et applications

---

### CONCLUSION ET CONTRIBUTION DE CETTE THESE

**N**ous avons vu dans ce chapitre que la tendance actuelle est à la répartition de la puissance dans les alimentations des microsystemes ; ce qui implique plusieurs étages de conversion d'énergie avec des rendements importants pour éviter le gaspillage d'énergie. Nous avons aussi vu que de nombreuses applications liées au traitement de signal utilisent des inductances dont les performances déterminent les performances des applications. Les structures couramment utilisées demandent que les composants passifs soient aussi intégrables.

L'intégration des composants passifs comme l'inductance a toujours été considérée comme un verrou technologique. Dans la littérature scientifique consacrée, l'inductance intégrée a été étudiée et plusieurs solutions technologiques de fabrication ont été proposées. Nous avons montré que l'inductance spirale carrée avec ou sans matériau magnétique a un avenir prometteur car elle est technologiquement la plus facile à réaliser et à dessiner par rapport aux structures de mêmes types. Cette faisabilité est rendue possible grâce aux avancées dans la technologie de fabrication de la microélectronique et de la technologie de fabrication des microsystemes mais aussi grâce au développement de nouveaux logiciels de simulation électromagnétique.

Notre contribution dans cette thèse est de proposer une inductance ayant de bonnes performances pouvant être incorporée dans un convertisseur d'énergie totalement intégré ou dans un dispositif de traitement de signal. Pour cela, l'inductance proposée doit être fabriquée par des technologies devant favoriser la fabrication collective et compatible avec la microélectronique et la technologie des microsystemes.

Pour ce faire, nous avons utilisé un logiciel de simulation électromagnétique en occurrence HFSS pour étudier les performances d'une inductance spirale carrée afin d'en

optimiser les dimensions. Nous nous sommes ensuite attelés à mettre en place les étapes technologiques de fabrication et de caractérisation de cette inductance optimisée. La comparaison entre les résultats de simulation, les calculs analytiques et des mesures permettent de valider non seulement l'efficacité de la réalisation mais aussi les méthodes de mesure.

Dans le chapitre qui suit, nous présentons la méthodologie que nous avons utilisée pour simuler nos composants avec HFSS et la comparaison avec une méthode analytique.

## CHAPITRE I

# Inductances intégrées et applications

---

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Philippe Artillan. *Design, modelization and realization of integrated inductive components for low power supplies and microsystems*. Thèse microélectronique, Toulouse : Université de Toulouse – Institut des Sciences Appliquées (INSA), novembre 2008, 147p.
- [2] B. Estibals, J.-L. Sanchez, C. Alonso, et al. *Vers l'intégration de convertisseurs pour l'alimentation des microsystemes*. J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, 2003, Vol. 2, Hors-série 2, 6p.
- [3] Joachim N. Burghartz, D. C. Edelstein, Mehmet Soyer, et al. *RF circuit design aspects of spiral inductors on silicon*. IEEE Journal of Solid-state Circuit, décembre 1998, Vol. 33, N°12, pp. 2028-2034.
- [4] Ali Telli, Simsek Demir and Murat Askar. *Practical Performance of Planar Spiral Inductors*. Proceedings of the 2004 11th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, decembre 2004, ICECS 2004, pp.487-490.
- [5] Jong-Min Lee, Tae-Woo Lee, Sung Ho Park, et al. *Comparison of frequency responses of spiral inductors with different figures*. Institute of Physics Publishing, Semiconductor Science and Technology, novembre 2001, Vol. 16, N°2, pp. 66-71.
- [6] Mina Rais-Zadeh et Farrokh Ayazi. *Characterization of high-Q spiral inductors on thick insulator-on-silicon*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, septembre 2005, Vol. 15, pp. 2105–2112.
- [7] P. M. Trabulo, D. A. Durães, P. M. Mendes, et al. *Spiral Inductors on Silicon for Wireless Communications* [en ligne]. Materials Science Forum, 2004, Vols. 455-456, pp. 116-119. Disponible sur <<http://www.scientific.net>>.

- [8] Jinwen Zhang, Wai Cheong Hon, Lydia L W Leung, et al. *CMOS-compatible micromachining techniques for fabricating high-performance edge-suspended RF/microwave passive components on silicon substrates*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, octobre 2005, Vol. 15, pp. 328–335.
- [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] Yong-Kyu Yoon et Mark G. Allen. *Embedded conductor technology for micromachined RF elements*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2005, Vol. 15, pp. 1317-1326.
- [11] Joachim N. Burghartz. *Spiral Inductors on Silicon-Status and Trends*. International Journal of RF and Microwave, juillet 2002, Vol. 8, pp. 422-432.
- [12] K. I. Jolic, M. K. Ghantasala, J. P. Hayes, et al. *Fabrication of three-dimensional inductor coil using excimer laser micromachinig*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2003, Vol. 13, pp. 782-789.
- [13] Chang H. and Mark G. Allen. *A comparison of two micromachined inductor (bar- and meander-type) for fully integrated boost DC/DC power converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, mars 1996, Vol.11, N°2, pp. 239-245.
- [14] J. E. Acuna, J. L. Rodriguez, et F. Obelleiro. *Design of Meander Line Inductors on Printed Circuit Boards*. International Journal of RF and Microwave, fevrier 2001, Vol. 11, pp. 219-230.
- [15] K. I. Arai, M. Yamaguchi, H. Ohzeki et al. *Application of YIG film to thin film inductors*. IEEE Transactions on Magnetics, novembre 1991, Vol. 27, N°6, pp. 5337-5339.
- [16] Chiaming Alex Chang, Sung-Pi Tseng, Jun Yi Chuang, et al. *“Characterization of Spiral Inductors with Patterned Floating Structures*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, mai 2004, Vol. 52, N°5, pp. 1375-1381.
- [17] Waseem A. Rosten, Charlie S. Korman et Wolfgang Daum. *High density interconnect embedded magnetics for integrated power*. IEEE Transactions on Power Electronics, juillet 2006, Vol. 21, N°4, pp. 867-879.

- [18] Choon Beng Sia, Kiat Seng Yeo, Manh Anh Do et al. *Metallization Proximity Studies for Copper Spiral Inductors on Silicon*. IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, mai 2003, Vol. 16, N°2, pp. 220-227.
- [19] R. Puers, G. Vandevorde et D. De Bruyker. *Electrodeposited copper inductors for intraocular pressure telemetry*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2000, Vol. 10, pp. 123-129.
- [20] R. Murphy-Arteaga, J. Huerta-Chua, A. Diaz-Sanchez et al. *Fabrication, characterisation and modelling of integrated on-silicon inductors*. Microelectronics Reliability, 2003, Vol. 43, pp. 195–201.
- [21] Tingrui Pan, Antonio Baldi, Emile Davies-Venn et al. *Fabrication and modeling of silicon-embedded high-Q inductors*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2005, Vol. 15, pp. 849-854.
- [22] X.L Tang, H.W Zhang et H. Shiand X.D. Jiang. *High frequency micro inductor fabricated on NiCuZn ferrite substrates*. Journal of Magnetism and Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 293, pp. 812-815.
- [23] Inder J. Bahl and Fellow. *High-Performance Inductors*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, avril 2001, Vol. 49, N°4, pp. 654-664.
- [24] Luca Daniel, Charles R. Sullivan and Seth R. Sanders. *Design of microfabricated inductors*. IEEE Transactions on power electronics, juillet 1996, Vol. 14, N°4, pp. 709-723.
- [25] F. CHOLLET et H. LIU. *A (not so) short introduction to MEMS*. MicroMachines Centre, School of MAE, Nanyang Technological University, Singapore, 74p.
- [26] Bruno Estibals, Corinne Alonso, Alain Salles, et al. *Validation d'outils de simulation d'éléments inductifs pour convertisseur statique intégré*. Rapport LAAS N°02115 9ème colloque « Electronique de puissance du futur », Montpellier (France), 13-15 novembre 2002, pp. 227-232.
- [27] F.W Grover. *Inductance Calculations*. Dover Publications, INC, Mineola, New York, 1962.

- [28] F.W. Grover. *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*. Dover publications, New York, 1946.
- [29] H. Greenhouse. *Design of planar rectangular microelectronic inductors*. IEEE Transactions on Parts, Hybrids, and Packaging, 1974, vol. 10, pp. 101-109.
- [30] H. M. Greenhouse. *Design of planar rectangular microelectronic inductors*. IEEE Transactions on parts, Hybrids, and Packaging, juin 1974, Vol. PHP-10, No. 2.
- [31] C. Patrick Yue, S. Simon Wong. *Physical modeling of spiral inductors on silicon*. IEEE Transactions on Electron Devices mars 2000 Vol. 47, No. 3.
- [32] H. Chan, K. Cheng & D. Sutanto. *Calculation of inductances of high frequency air-core transformers with superconductor windings for DC-DC converters*. IEEE Proceedings on Electronics: Power Applications, 2003 vol. 150, pp. 447-454.
- [33] E. Clavel, J.-M. Guichon. *INCA – Modélisation des caractéristiques électriques de câblage à l'aide de la méthode PEEC*. Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Manuel d'utilisation, décembre 2001.
- [34] Jan Van Heze. *Accurate modelling of spiral inductors on silicon for wireless FFIC designs* [en ligne]. TechOnline. Novembre 2001. Disponible sur : <<http://techonline.com/community/home/14911>> (consulté le 28.02.2006).
- [35] Jan Van Hese. *Design and simulation of spiral inductors on silicon substrates* [en ligne]. ChipCenter Questionlink. 2001, pp. 1-2. Disponible sur : <<http://archive.chipcenter.com/wireless/app004.html>> (consulté le 28.2.2006).
- [36] A. Salles, «*Réalisation d'éléments de stockage magnétiques pour convertisseurs statiques de faible puissance, destinés à la conversion d'énergie*», Rapport de DEA, Février-Septembre 2003.
- [37] Niknejad, A.M.; Meyer, R.G. «*Analysis, design, and optimization of spiral inductors and transformers for Si RF ICs*», Solid-State Circuits, IEEE Journal of, Volume 33, Issue 10, Oct. 1998 Page(s):1470 – 1481.

**[38]** P. Estibals, B. Salles, A. Abboud, J. Aloisi, P. Alonso, C. « *A PEEC approach for circular spiral inductive components modelling Artillan*», Circuits and Systems, 2007.

**[39]** Ph. Artillan, B. Estibals & C. Alonso, “*A very fast computing and accurate formula for the mutual inductance of two circular wire loops*”, submitted to IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT’09), 2009.

**[40]** Tony Yeung. *Analysis and Design of On-chip Spiral Inductors and Transformers for Silicon RF Integrated Circuits*. Thèse génie électrique et électronique, Hong Kong : Université de Hong Kong, 1998, 92p.

**[41]** V. Korenivski. *GHz magnetic film inductors*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2000, Vol. 215-216, pp. 800-806.





---

---

# Etude des inductances planaires à couches magnétiques

---

---

## SOMMAIRE

INTRODUCTION .....	51
II.1 DEFINITION DE LA STRUCTURE A ETUDIER .....	53
II.2 PHENOMENES PHYSIQUES ASSOCIES A UNE INDUCTANCE PLANAIRE .....	55
II.2.1 Phénomènes physiques .....	55
II.2.1.1 Phénomènes physiques dans les conducteurs.....	55
II.2.1.1 Phénomènes physiques dans le matériau magnétique .....	58
II.2.1.3 Couplages capacitifs .....	60
II.2.2 Modèles d'une inductance planaire .....	60
II.2.2.1 Modèle RL Série.....	60
II.2.2.2 Modèle RLC.....	61
II.2.2.3 Modèle tenant compte du substrat .....	62
II.3 ETUDE NUMERIQUE DE L'INDUCTANCE PLANAIRE .....	63
II.3.1 Méthode des éléments finis .....	64
II.3.2 Définition du problème à résoudre et conditions de simulation.....	64
II.3.3 Modèle analytique .....	67
II.3.4 Résultats des simulations .....	68
II.3.4.1 Inductance à air .....	68
II.3.4.2 Inductance à une couche de matériau magnétique.....	75
II.3.4.3 Inductance double couche de matériau magnétique .....	85

<b>II.3.3 Bilan .....</b>	<b>88</b>
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>89</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>91</b>

## CHAPITRE II

# Etude des inductances planaires à couches magnétiques

---

## INTRODUCTION

La fabrication d'inductances intégrées représente une étape importante qui demande la mise en œuvre de plusieurs techniques qui peuvent prendre beaucoup de temps (Cf. chapitre I). Il est donc important d'étudier l'inductance dans tous ses aspects avant de penser à sa fabrication. Les inductances qui sont fabriquées sont uniquement celles qui produisent une valeur d'inductance et un facteur de qualité élevés et une faible résistance.

L'objectif global de la thèse est d'étudier, concevoir et réaliser des inductances à une et deux couches de matériau magnétique de fortes épaisseurs afin de tirer le meilleur profit du matériau. On vise une valeur d'inductance égale à  $2L_0$  ( $L_0$  étant la valeur d'une inductance sans matériau magnétique) avec une couche de matériau magnétique et  $\mu_r L_0$  avec deux couches de matériau magnétique.

Ce chapitre est consacré à la conception et à l'étude des structures d'inductances à une et deux couches de matériau magnétique. Il permettra de concevoir la forme de l'inductance, d'identifier l'ensemble des phénomènes susceptibles d'avoir lieu dans la structure puis d'en évaluer les performances. Ces phénomènes physiques sont susceptibles de se produire aussi bien dans les conducteurs que dans le matériau magnétique. Cette étude doit donc permettre d'identifier l'influence de ces phénomènes mais aussi celle des paramètres géométriques de la structure sur les caractéristiques de l'inductance.

On dispose pour cette étude principalement de deux types d'outils : les expressions analytiques et des outils de simulation. Les moyens analytiques sont limités car ils ne permettent que rarement de prendre en compte les couches magnétiques. C'est pour cette raison que notre étude est réalisée par simulation électromagnétique. Nous avons utilisé

pour cela le logiciel HFSS de la société Ansoft. Toutefois, nous avons également utilisé un modèle analytique au début de l'étude pour valider les simulations dans le cas d'une inductance à air.

Pour atteindre ces objectifs, le chapitre est scindé en deux grandes parties. La première partie traite de la définition des structures à étudier et détermination des phénomènes physiques dans ces structures ; la seconde partie est consacrée à l'étude des structures.

## II.1 DEFINITION DE LA STRUCTURE A ETUDIER

Nous avons vu dans le premier chapitre qu'il existe essentiellement trois types d'inductances intégrées : les inductances solénoïdes, les inductances de type serpentín et les inductances spirales. Nous avons aussi vu que les inductances spirales sont les plus répandues à cause de la facilité relative de fabrication par rapport aux solénoïdes et à cause du rapport  $L/A$  (valeur d'inductance sur surface occupée) plus élevé que dans le cas des serpentins. En effet, les serpentins sont plus faciles à dessiner et à fabriquer mais le rapport inductance sur aire occupée est faible. Les solénoïdes par contre ont un rapport inductance sur aire occupée élevé mais ils sont plus difficiles à fabriquer. La spirale est donc un bon compromis entre les contraintes de réalisation et les performances.

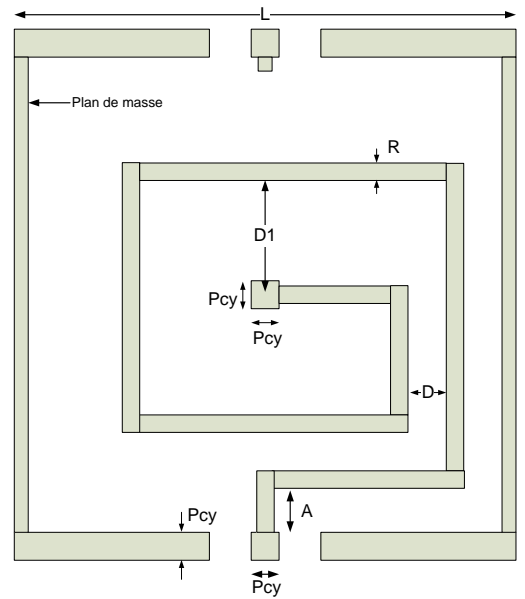
Dans *Simulation of the contribution of magnetic films on planar inductors characteristic [1]*, E. Gamet a étudié l'influence de la forme sur les valeurs de l'inductance et sur le facteur de qualité. Les résultats publiés donnent l'avantage à l'inductance carrée :

Forme	L(nH)	Q	$L_{\text{Carrée}}/L_x$	$Q_{\text{Carrée}}/Q_x$
Carrée	4,50	6,85	1	1
Rectangle	4,20	6,79	<b>1,07</b>	<b>1,01</b>
Circulaire	3,41	6,90	<b>1,32</b>	<b>0,99≈1</b>

Tableau n°II.1 : L et Q en fonction de la forme pour une surface donnée

On note que l'inductance ayant la forme rectangulaire est la moins bonne. La forme carrée produit la valeur d'inductance la plus élevée et la forme circulaire le facteur de qualité le plus fort. Entre la forme circulaire et la carrée, tout est donc une question de compromis. En calculant les rapports entre les valeurs des inductances et les facteurs de qualité des formes carrées et circulaire (Tableau. n°1) on se rend compte que la forme carrée est la meilleure car elle produit l'inductance la plus élevée pour un facteur de qualité comparable à la forme circulaire.

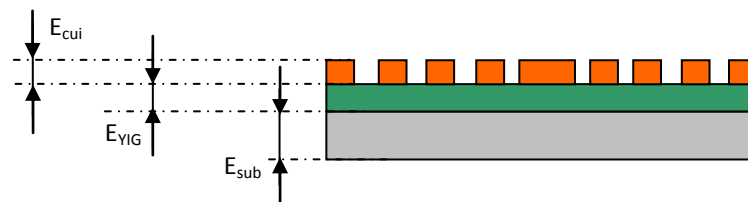
Fort de ces expériences, l'inductance que nous allons étudier est une inductance carrée dont la spirale est représentée sur la figure II.1.



**Fig. N°II.1 : Définition de la géométrie de la spirale carrée**

Cette spirale est principalement définie par le nombre de spires  $N$ , la largeur des spires  $R$ , la distance entre spires  $D$ . La spirale est entourée d'un plan de masse dont l'importance n'apparaît qu'en mesure. Le plan de masse épouse la forme des plots.

Dans le plan perpendiculaire, la structure "une couche" est formée d'un substrat d'épaisseur  $E_{sub}$ , d'une couche de matériau magnétique  $E_{vig}$  et d'une couche de conducteur d'épaisseur  $E_{cui}$  comme indiqué sur la figure II.2.



**Fig. n°II.2 : Définition des couches formant la structure inductive**

Pour obtenir une structure "double couche", il faut ajouter une seconde couche de matériau magnétique au-dessus de la spirale.

La structure inductive ainsi définie va être étudiée en fonction de ses dimensions géométriques mais aussi en fonction de la fréquence. Or on sait qu'en fonction de la fréquence, les phénomènes qui ont lieu dans une structure sont différents ou prennent une importance telle qu'on ne peut plus les ignorer. Pour mener à bien l'étude des structures, nous avons dans un premiers temps recensé et analysé l'ensemble des phénomènes physiques qui ont lieu dans une structure planaire.

## **II.2 PHENOMENES PHYSIQUES ASSOCIES A UNE INDUCTANCE PLANAIRE**

L'objectif de cette partie est d'identifier et d'analyser les phénomènes physiques associés aux inductances intégrées afin de justifier l'évolution des grandeurs caractéristiques. Dans cette partie, nous allons aussi recenser les modèles des inductances applicables aux structures avec une ou deux couches de matériau magnétique.

### **II.2.1 Phénomènes physiques**

Du fait de sa constitution et de la fréquence de fonctionnement, une inductance est le siège d'effets de peau et de proximité mais aussi de couplages capacitifs.

#### **II.2.1.1 Phénomènes physiques dans les conducteurs**

Les phénomènes physiques qui ont lieu dans les conducteurs sont essentiellement liés à la circulation du courant principal et des courants induits dans les conducteurs. Ils ont pour noms, effet de peau et effet de proximité.

##### **A°) Effet de peau**

Lorsqu'un courant alternatif  $i(t)$  circule dans un conducteur électrique, il génère un champ magnétique  $H(t)$  dans le conducteur. A cause de ce champ variable, le conducteur est le siège d'un courant induit  $i_i(t)$  qui obéit à la loi de Lorentz et qui produit un champ qui tend à annuler le champ principal  $H(t)$ . Ces courants induits provoquent une décroissance de la densité de courant à mesure qu'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. L'expression de la densité du courant  $J$  en fonction de la distance  $x$  entre la surface et un point intérieur du conducteur cylindrique est donnée par la formule :

$$J = J_0 e^{-x/\delta} \quad \text{II.1}$$

Où  $J_0$  désigne la densité maximale de courant localisé sur la périphérie du conducteur et  $\delta$  l'épaisseur de peau.

Cette densité de courant décroît rapidement de la surface externe du conducteur vers le centre. La figure n°II.3 donne la décroissance de la densité du courant en fonction de la position dans le conducteur (la surface du conducteur est prise pour origine).

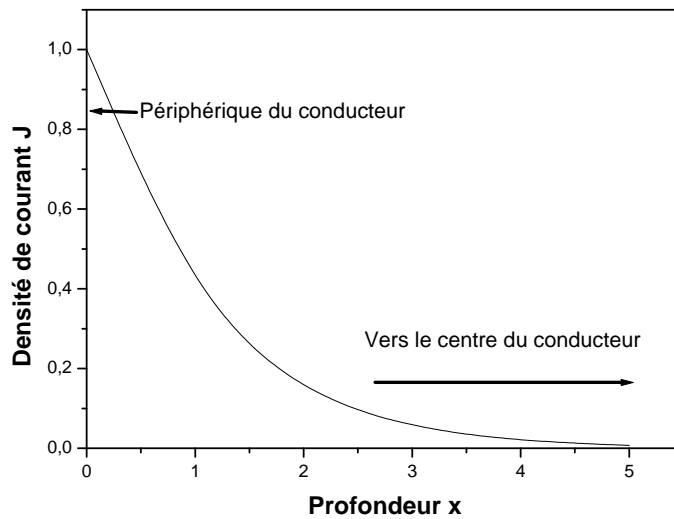


Fig. n°II.3 : Densité de courant en fonction de la pénétration dans le conducteur

Cela se traduit par une couronne, sur le pourtour extérieur du conducteur, caractérisée par une plus grande densité de courant et une augmentation globale de la résistance du conducteur (figure II.4) [2-3].

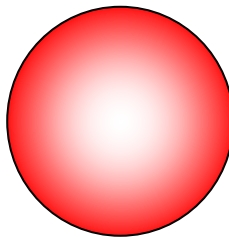


Fig. n°II.4 : Densité de courant dans la section du conducteur

L'épaisseur de peau détermine la largeur de la zone où se concentre le courant dans le conducteur ; la densité de courant passant de  $J_0$  à  $0,368J_0$  lorsqu'on s'éloigne d'une distance  $\delta$  de la surface du conducteur. Cette épaisseur est fonction de la fréquence du courant traversant le conducteur. L'épaisseur de peau est donnée par la formule :

$$\delta(m) = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_0 \mu_r}} \tag{II.2}$$

Où  $\rho$  désigne la résistivité du matériau conducteur,  $\mu_r$  sa perméabilité,  $f$  la fréquence de l'excitation et  $\mu_0$  la perméabilité du vide. En exprimant  $f$  en MHz et en remplaçant  $\mu_0$  par sa valeur, on obtient :



$$\delta(\text{m}) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{10\rho}{\mu_r f}} \quad \text{II.3}$$

Dans le cas d'un conducteur circulaire en cuivre,  $\rho = 1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$  et  $\mu_r = 1$ . L'évolution de l'épaisseur de peau est donnée par la figure ci-après.

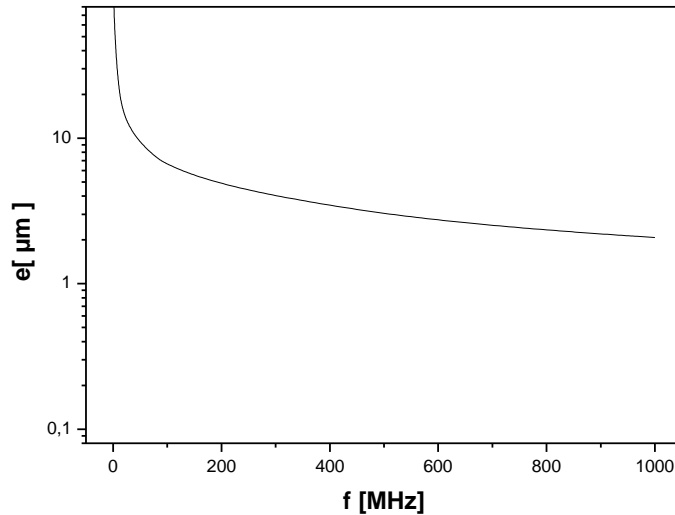


Fig. n°II.5 : Epaisseur de peau d'un conducteur en cuivre en fonction de la fréquence

On note qu'à 100MHz, cette épaisseur est de 6,56μm ; elle atteint 2,07μm à 1GHz.

L'effet de peau signifie que le courant ne circule pas de manière uniforme dans toute la section du conducteur. Tout se passe comme si la section utile du conducteur était réduite. Cela a pour conséquence que la résistance du conducteur augmente lorsque l'épaisseur de peau diminue avec la fréquence; ce qui conduit à des pertes par effet Joule plus importantes.

Ce phénomène est généralement pris en compte dans la plupart des simulateurs électromagnétiques dont HFSS que nous utilisons. Mais l'effet de peau n'est pas le seul phénomène lié au passage du courant dans la spirale, il y a aussi l'effet de proximité.

### B°) Effet de proximité

Dans la définition précédente de l'effet de peau, le conducteur était considéré comme isolé, hors de l'influence de tout autre champ magnétique et soumis qu'à son champ propre. Mais cette hypothèse n'est pas vraie car les conducteurs, dans une spirale, sont très rapprochés de sorte que le champ de chacun perturbe la répartition du courant dans les

autres par effet de proximité. L'effet de proximité regroupe trois phénomènes : l'effet de proximité direct, l'effet de proximité inverse et l'effet de proximité induit [2-3].

L'effet de proximité direct est une influence mutuelle sur les densités de courant dans des conducteurs rapprochés et parcourus par des courants de même sens. On dit que l'effet de proximité est inverse lorsque les conducteurs sont parcourus par des courants de sens inverse. L'effet de proximité induite caractérise les phénomènes associés au courant circulant dans un conducteur et les courants qu'il induit dans des pièces métalliques situées à proximité. En effet, les pièces métalliques, situées à proximité des conducteurs traversés par une intensité alternative élevée, sont le siège de courants induits entraînant des pertes supplémentaires. C'est précisément le cas de la dernière spire de la spirale qui induit des courants dans le plan de masse se trouvant à proximité.

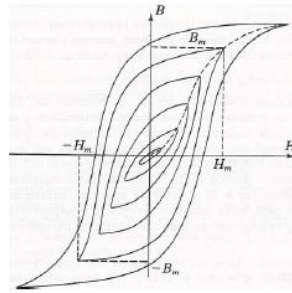
L'effet de proximité se superpose à l'effet de peau. Il se traduit par des courants induits dans les conducteurs voisins et par des pertes supplémentaires que l'on modélise par une augmentation de la résistance.

Dans la partie qui précède, nous avons décrit les phénomènes qui ont lieu uniquement dans la spirale. Dans la réalité, l'inductance est constituée, en plus de la couche conductrice, d'une ou de deux couches de matériau magnétique qui permettent d'augmenter la valeur de l'inductance mais qui contribuent également à l'apparition d'autres pertes. Ce sont les pertes par hystérésis et par courants de Foucault.

### ***II.2.1.1 Phénomènes physiques dans le matériau magnétique***

#### ***A°) Pertes par hystérésis***

Aimenter un matériau magnétique est souvent un phénomène non réversible qui fait que les courbes  $B = f(H)$  constituent un ensemble de courbes appelé cycles d'hystérésis (figure II.6) dont l'aire est proportionnelle à l'énergie dissipée par période [4].



**Fig. n°II.6 : Cycles d'Hystérésis d'un matériau magnétique [4]**

Les pertes par hystérésis sont proportionnelles à la fréquence de l'excitation. Au cours de chacun des cycles décrits par le matériau, il absorbe de l'énergie qui est proportionnelle à l'aire du cycle. Ces pertes sont importantes lorsque le matériau magnétique possède un large cycle d'hystérésis. Les matériaux ayant des cycles étroits présentent de faibles pertes par hystérésis.

#### **B°) Pertes par courants de Foucault**

Nous avons vu que lorsque la spirale est parcourue par un courant électrique variable, les variations du champ magnétique induisent dans la spirale et dans le plan de masse des courants qui se traduisent par une augmentation des pertes. Dans certaines conditions (hautes fréquences), ces courants induits apparaissent aussi dans le matériau magnétique. Ces courants appelés courant de Foucault sont à l'origine de pertes du même nom. En effet, les matériaux magnétiques ont souvent des propriétés conductrices pour les courants électriques de très haute fréquence. Ces courants circulant dans le matériau magnétique se traduisent par une augmentation de l'aire du cycle d'hystérésis quasi-statique et par des pertes supplémentaires [4].

Dans nos structures, le matériau magnétique utilisé est le YIG, le grenat de fer de d'yttrium (Yttrium Iron Garnet) qui possède une résistivité de l'ordre de  $10^{12}\Omega.m$  ce qui permet de l'utiliser jusqu'à 10 GHz. Pour les applications visées fonctionnant à des fréquences ne dépassant guère le GHz sans polarisation et loin de la gyro-résonance, les pertes par courant de Foucault sont négligeables.

Les pertes dans le cuivre et dans le matériau magnétique traduisent bien le fonctionnement de l'inductance mais n'expliquent pas le comportement dégradé de la

structure pour des fréquences élevées. Cette dégradation s'explique principalement par les couplages capacitifs dans la structure.

### II.2.1.3 Couplages capacitifs

Compte tenu de la forme planaire et spirale de l'inductance, il apparaît de nombreux couplages capacitifs. Ces couplages apparaissent entre les spires elles-mêmes mais aussi entre les spires, le bonding et le plan de masse [2] [4-6].

Des lignes de champ électrique sont également localisées dans le matériau magnétique. Des couplages capacitifs existent donc aussi entre le substrat et les spires.

L'ensemble de ces couplages dans la structure est modélisé par un ou plusieurs condensateurs dont la localisation dans le modèle dépend de celui-ci.

## II.2.2 Modèles d'une inductance planaire

Une inductance idéale est une structure modélisée par une inductance pure  $L$ . Une inductance étant constituée de conducteurs ayant une résistance non négligeable, elle est modélisée par une inductance pure en série avec sa résistance interne. La prise en compte des phénomènes physiques évoqués dans la partie précédente peut rendre les modèles plus complexes.

### II.2.2.1 Modèle RL Série

C'est le modèle le plus simple. Il est constitué de l'inductance  $L_s$  en série avec une résistance  $R_s$  [1] [7-8].



Fig. n°II.7 : Modèle RL série d'une inductance planaire

En basse fréquence, la résistance série est proportionnelle à la longueur des conducteurs et inversement proportionnelle à la section.

$$R_s = R_{DC} = \rho \frac{l}{s} \quad \text{II.4}$$

Où  $R_{DC}$  est la résistance continue,  $l$  la longueur totale des conducteurs,  $s$  la section et  $\rho$  la résistivité.

Cette résistance ne dépend pas de la fréquence.

En régime variable, cette résistance augmente avec la fréquence à cause des effets de peau et de proximité.

Dans les deux cas, l'inductance  $L$  est l'inductance totale de la structure. On peut facilement extraire les composantes  $R_s$  et  $L_s$  en décomposant l'impédance équivalente :

$$Z(\omega) = R_s(\omega) + jL_s(\omega) \quad \text{II.5}$$

Si  $R_s$  dépend de la fréquence à cause des pertes, l'inductance  $L_s$  dépend peu de la fréquence.

Ce modèle est simple et les éléments peuvent être facilement extraits, il est cependant limité (en fréquence) car il ne prend pas en compte les couplages capacitifs qui apparaissent dans la spirale et qui modifient le comportement de l'inductance en fonction de la fréquence. Ce modèle est donc limité particulièrement lorsque la fréquence augmente.

### **II.2.2.2 Modèle RLC**

Le deuxième modèle assez complet qui prend en compte en plus des pertes Joule, les couplages capacitifs est le modèle RLC [4].



**Fig. n°II.8 : Modèle RLC d'une inductance planaire**

L'inductance représente l'inductance totale de la structure :

$$L = \frac{\Phi_T}{I} \quad \text{II.6}$$

La résistance est fonction de la fréquence et tient compte des pertes dans les conducteurs notamment à cause des effets de peau et de proximité.

La capacité  $C$  est une capacité équivalente qui modélise l'ensemble des couplages capacitifs dans la spirale. Elle est placée en parallèle avec le dipôle RL série.

Le circuit bouchon LC constitué de l'inductance  $L$  en parallèle avec la capacité  $C$  présente une fréquence de résonance donnée par l'équation :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{II.7}$$

Ce modèle a un avantage important : tout en restant simple, il traduit bien le comportement de la spirale en fonction de la fréquence. Mais il ne tient pas compte du substrat. C'est souvent le cas lorsque le substrat n'a que peu d'influence sur le comportement de la structure ou lorsque que la fréquence n'est pas très élevée. En très haute fréquence ou lorsque le substrat est susceptible d'influencer les caractéristiques de l'inductance (substrat de silicium par exemple), il est important de tenir compte de son comportement.

### II.2.2.3 Modèle tenant compte du substrat

Lorsqu'on utilise un substrat de silicium, on est obligé d'y faire croître un oxyde pour réaliser l'isolement. L'ensemble formé par les deux conducteurs (le substrat de silicium et la spirale) et l'isolant (l'oxyde) forme un condensateur. Le comportement du substrat n'est donc pas neutre vis-à-vis de l'inductance. Ceci conduit donc au modèle plus complet suivant [2] [4-5] [9-10].

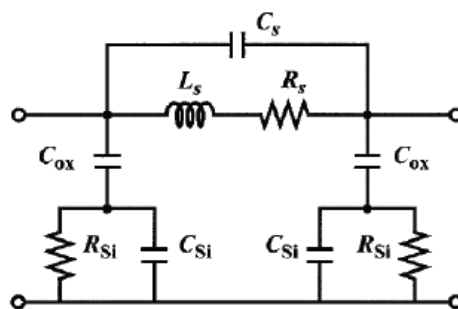


Fig. n°II.9 : Modèle d'une inductance planaire avec effets du substrat

Pour ce modèle,  $C_{ox}$  représente la capacité équivalente de l'oxyde,  $R_{Si}$  la résistance et  $C_{Si}$  les effets capacitifs du substrat de silicium.

Nous venons de voir qu'il est possible modéliser efficacement le comportement de l'inductance en fonction de la fréquence par un modèle RLC. Ce que nous n'avons pas encore précisé c'est comment déterminer les éléments du modèle. Dans la partie suivante, nous nous intéresserons à l'étude des inductances une et deux couches de matériau

magnétique par simulation. Nous allons utiliser pour cela, deux modèles : le modèle RL simple et le modèle RLC.

### **II.3 ETUDE NUMERIQUE DE L'INDUCTANCE PLANAIRE**

L'objectif de ce chapitre, nous l'avons écrit, est l'étude des inductances à une et deux couches de matériau magnétique. Cette étude doit permettre de connaître l'influence de l'épaisseur du matériau magnétique sur l'inductance, la résistance et la limite en fréquence du fonctionnement de la structure. Cette étude sera complétée par une étude sur l'influence des paramètres géométriques. Afin de valider les simulations et avant de les comparer aux mesures, nous allons faire une étude comparative des résultats de simulation avec une approche analytique. Les modèles analytiques ayant pratiquement toujours été développés pour des inductances à air, la comparaison portera uniquement sur quelques paramètres d'une inductance à air.

Les simulations sont réalisées avec le logiciel HFSS développé par la société Ansoft. HFSS (High Frequency Structure Simulation) est un logiciel de simulation du comportement électromagnétique des structures. Il inclut des outils d'analyse détaillés de la structure après simulation. L'utilisation de HFSS permet le calcul des champs électromagnétiques de base mais aussi des problèmes de radiation en champs proches et lointains.

Pour étudier le comportement d'un composant, il faut tout d'abord dessiner sa structure, spécifier les matériaux pour chaque élément en indiquant ses caractéristiques électromagnétiques, identifier les ports d'excitations, les conditions aux limites. Le système génère alors les solutions en fonction des spécifications faites sur une fréquence ou une plage de fréquences.

Au Laboratoire DIOM, HFSS est très utilisé dans la conception et l'étude de composants par l'équipe hyperfréquence. Outre l'étude des inductances, HFSS est utilisé pour l'étude des isolateurs coplanaires [14], des circulateurs hyperfréquences à couche mince magnétique [15], des motifs métamatériaux [16], etc. Il utilise la méthode des éléments finis.

### II.3.1 Méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis MEF ou FEM (Finite-Element Method) est une méthode de modélisation numérique basée sur la discréditation du domaine étudié en un grand nombre d'éléments interconnectés appelés sous-domaines. Ces éléments ont généralement une forme triangulaire ou rectangulaire. La valeur des champs en chaque élément est interpolée d'après la valeur des champs en chaque point nodal de l'élément considéré [17]. Le maillage dans cette méthode est donc constitué de l'ensemble des points nodaux.

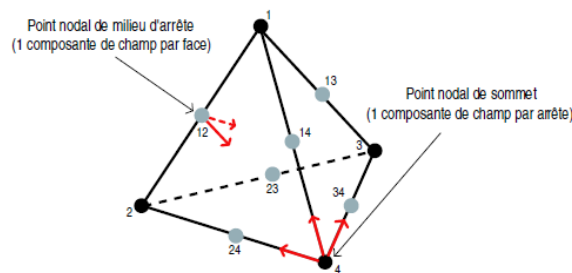


Fig. n°II.10 : Élément de maillage HFSS

Sous HFSS, l'élément de base du maillage est un tétraèdre qui possède 10 points nodaux (figure II.10). Pour résoudre le problème, le modèle géométrique de la structure est automatiquement décomposé en un grand nombre de tétraèdres qui sont des pyramides à quatre faces. La division de la structure en petites régions ou éléments permet au système d'effectuer des calculs à la recherche de la solution séparément sur chaque élément. Plus les éléments sont petits, plus la solution finale est précise mais plus le temps de calcul est élevé.

Le maillage sous HFSS est adaptatif c'est-à-dire que le maillage initial généré est affiné progressivement, particulièrement dans les zones de grandes erreurs, jusqu'à atteindre la précision définie par l'utilisateur à travers le critère de convergence.

### II.3.2 Définition du problème à résoudre et conditions de simulation

Pour densifier le maillage ou l'arrêter, HFSS compare deux solutions consécutives issues des deux derniers maillages. Si le test vérifie le critère de convergence alors la procédure de maillage s'arrête. Sinon, le maillage est à nouveau affiné et testé.

Dans notre cas, le critère de convergence utilisé est la plus grande différence entre les paramètres  $S$  de deux maillages consécutifs,  $\Delta S_{\max}$  que nous avons réglée à 0,001. Pour



avoir une bonne convergence et non juste un saut en dessous du critère défini, nous avons imposée que le processus de maillage ne s'arrête que si  $\Delta S_{max} < 0,001$  est vrai et 3 passages successifs.

Nous avons aussi vu que la précision était fonction de la taille des éléments donc du nombre de tétraèdres. Nous avons donc choisi de spécifier un nombre maximal de tétraèdres pouvant être ajouté au nombre total de tétraèdres lors du passage d'un maillage à un autre. Ce taux est de 20% par défaut mais nous l'avons fixé à 3% permettant d'avoir une meilleure convergence.

Le maillage adaptatif est réalisé à une fréquence donnée. Cette fréquence est choisie en fonction de la bande spectrale étudiée, généralement au milieu de la bande. Dans notre cas, cette fréquence est fixée à 500 MHz pour une bande d'étude allant de 50 MHz à 1GHz.

Enfin, il arrive que la convergence ne soit pas atteinte rapidement pendant l'adaptation, on fixe alors un nombre maximal d'itérations pour arrêter la simulation même si la convergence n'est pas atteinte. Dans nos simulations, ce facteur est fixé à 40. Ceci permet d'arrêter la simulation qui peut durer des heures voire des jours.

Lorsque la convergence est atteinte, HFSS effectue un balayage des fréquences dans la bande étudiée et effectue des calculs de champs à l'intérieur de chaque élément. Ce calcul est réalisé sur le dernier maillage. Il existe trois types de balayage en fréquence :

1. Le balayage discret : les solutions ne sont calculées qu'à certaines fréquences spécifiées par l'utilisateur.
2. Le balayage rapide : une solution unique est générée pour une division de fréquences choisie dans l'intervalle fréquentiel d'étude généralement au centre. Ce balayage ne convient pas aux structures constituées de certains matériaux comme les ferrites.
3. Le balayage avec interpolation : les solutions sont calculées en certaines fréquences où un effet est attendu et interpolées pour les valeurs intermédiaires. Comme dans le précédent cas, ce balayage ne convient pas aux structures comportant des matériaux comme les ferrites.

Pour les inductances, on prévoit l'utilisation d'un matériau magnétique pour accroître les performances. Le seul balayage qui convient est le balayage discret. On a spécifié un domaine d'étude allant de 50 MHz à 1 GHz avec un pas de 50 MHz. HFSS propose donc une solution dans cette bande de fréquence tous les 50 MHz. Cela fait 20 points.

Pour toutes les fréquences, nous calculons l'inductance totale L, la résistance R et le facteur de qualité Q. Pour cela, nous avons utilisé deux modèles : le modèle RL série (Fig. II.7) et le modèle RLC simplifié (Fig. II.8).

Pour calculer la résistance en régime variable et tenir compte des phénomènes physiques notamment l'effet de peau dans les conducteurs, il faut mailler dans les conducteurs. Ceci est possible en activant l'option "solve inside". En spécifiant cette option, les solutions sont générées à partir d'un maillage à l'intérieur des conducteurs en opposition à un maillage à la surface.

A la fin de la simulation, HFSS fournit les paramètres de dispersion S, les impédances Z et les admittances Y. Les paramètres admittances conviennent parfaitement aux calculs des éléments des modèles des inductances.

En utilisant la représentation en quadripôle de l'inductance,

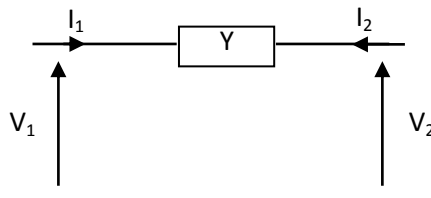


Fig. n°II.11 : Représentation en quadripôle d'une inductance

On obtient la matrice admittance suivante:

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad \text{II.8}$$

Avec  $Y_{11} = Y_{22} = Y$  et  $Y_{12} = Y_{21} = -Y$  en faisant l'hypothèse d'une matrice symétrique

Pour le modèle RL série (figure II.7) de l'inductance,  $Z = \frac{1}{Y} = R_s + jL_s\omega$

$$Y = -Y_{12} = \frac{1}{R_s + jL_s\omega} \quad \text{II.9}$$

Connaissant  $Y_{12}$  on peut écrire :

$$R_s + jL_s\omega = -\frac{1}{\text{Re}(Y_{12}) + j\text{Im}(Y_{12})} \quad \text{II.10}$$

On en déduit l'inductance, le facteur de qualité et la résistance :

$$L_s = \frac{\text{Im}(Y_{12})}{2\pi f [\text{Im}^2(Y_{12}) + \text{Re}^2(Y_{12})]} \quad \text{II.11}$$

$$R_s = -\frac{\text{Re}(Y_{12})}{[\text{Im}^2(Y_{12}) + \text{Re}^2(Y_{12})]} \quad \text{II.12}$$

$$Q = \frac{\text{Im}(Y_{12})}{\text{Re}(Y_{12})} \quad \text{II.13}$$

De la même façon, pour le modèle RLC (figure II.8), l'admittance a pour expression :

$$-Y_{12} = \frac{1}{R + jL\omega} + jC\omega = \frac{R}{R^2 + (L\omega)^2} - j\left(\frac{L\omega}{R^2 + (L\omega)^2} - C\omega\right) \quad \text{II.14}$$

Pour une inductance correctement dimensionnée,  $R^2 \ll (L\omega)^2$  d'où

$$-Y_{12} = \frac{R}{(L\omega)^2} - j\left(\frac{1}{L\omega} - C\omega\right) \quad \text{II.15}$$

La capacité de couplage C est calculée à la résonance

$$C = \frac{1}{L_s\omega_0^2} \quad \text{II.16}$$

$L_s$  représente la valeur de l'inductance en "basse fréquence" calculée avec le modèle RL

On en déduit alors L, R et Q que nous notons  $L_c$ ,  $R_c$  et  $Q_c$  :

$$L_c = \frac{1}{\omega [\text{Im}(Y_{12}) + C\omega]} \quad \text{II.17}$$

$$R_c = -\frac{\text{Re}(Y_{12})}{[\text{Im}(Y_{12}) + C\omega]^2} \quad \text{II.18}$$

$$Q_c = \frac{L\omega}{R} \quad \text{II.19}$$

### II.3.3 Modèle analytique

Le modèle analytique choisi pour la comparaison avec les simulations dans le cas d'une inductance à air est le modèle de Sunderarajan S. [2]. Les formules tirées des travaux de Sunderarajan S. correspondent à des formules modifiées de Wheeler. Appliquées aux structures carrées, la valeur de l'inductance dépend du nombre de spire N, de la largeur des

pistes R, de l'espace entre elles D, de la largeur de la spirale L ainsi que l'espace intérieur de la spirale  $D_1$  (figure II.1). La valeur de l'inductance est donnée par la formule :

$$L(\text{mH}) = K_1 \mu_0 \frac{N^2 d_{\text{moy}}}{1 + K_2 \sigma} \quad \text{II.20}$$

$K_1$  et  $K_2$  sont des coefficients qui dépendent de la forme de la spire. Pour une spirale carrée,  $K_1 = 2,34$  et  $K_2 = 2,75$ .

Comme notre spirale est en cuivre,  $\mu_r = 1$ , L ne dépend que de  $\mu_0$ .

$d_{\text{moy}}$  représente le diamètre moyen de la spirale, calculé par la formule :

$$d_{\text{moy}} = 2D_1 + NR + (N - 1)D \quad \text{II.21}$$

$D_1$  est la distance entre le centre et la première spire.

$\sigma$  est un coefficient image du "taux de remplissage".  $\sigma$  tend vers 1 lorsque la première spire est de faible dimension.

$$\sigma = \frac{NR + (N-1)D}{2D_1 + NR + (N-1)D} \quad \text{II.22}$$

### II.3.4 Résultats des simulations

Les résultats que nous allons présenter concernent les inductances à air et les inductances à une et deux couches de matériau magnétique. Dans ces trois types d'inductance, nous allons nous intéresser à l'influence des paramètres géométriques et de la fréquence. Dans le cas spécifique des inductances avec matériau magnétique, le point le plus important est l'influence de l'épaisseur de la couche magnétique.

#### II.3.4.1 Inductance à air

L'inductance à air est une structure sans matériau magnétique. Elle est constituée d'une spirale en cuivre d'une épaisseur de 5  $\mu\text{m}$  sur un substrat d'alumine. Nous allons comparer d'une part le modèle RL avec le modèle RLC et d'autre part les résultats de simulation avec les résultats de l'approche analytique. Nous avons choisi d'étudier l'influence des trois variables suivantes : fréquence, largeur des pistes et distance entre spires.

### A°) Influence de la fréquence

La figure II.12 présente la comparaison sur la valeur de l'inductance entre les deux modèles RL et RLC. Les courbes sont tirées de la simulation HFSS d'une structure dont la spirale est formée de pistes de 125  $\mu\text{m}$  de largeur et de la distance entre les spires est de 60  $\mu\text{m}$ .

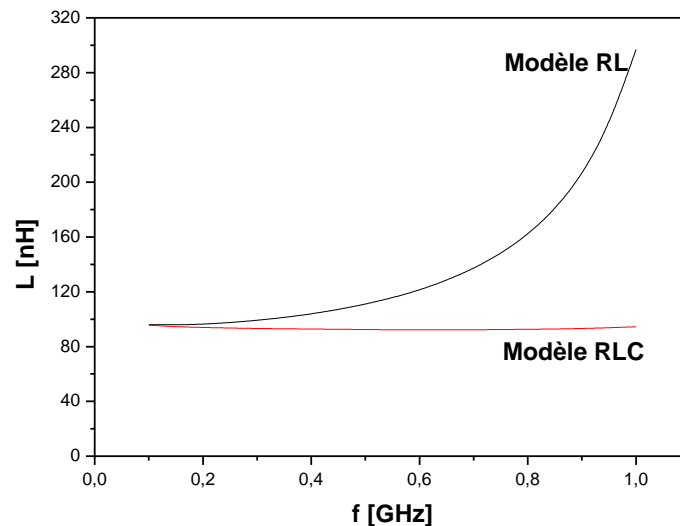
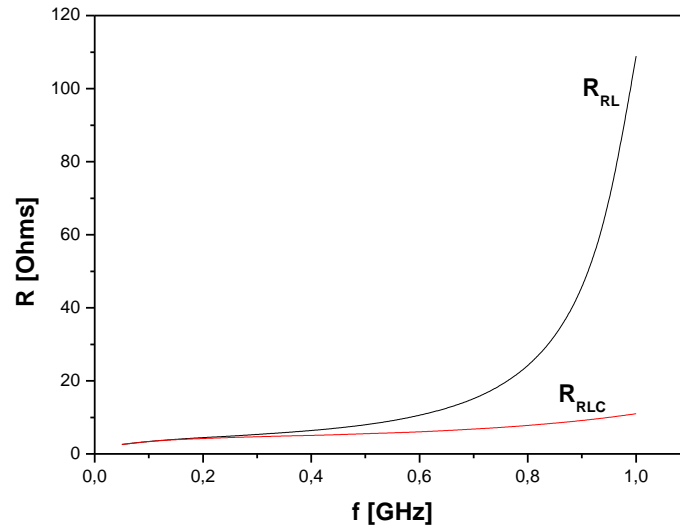


Fig. n°II.12 : Inductances des modèles RL et RLC en fonction de la fréquence

On note une parfaite concordance entre le modèle RL et le modèle RLC en très basses fréquences. Puis l'inductance calculée avec le modèle RL augmente rapidement pour atteindre la résonance à 1,2 GHz. C'est la conséquence qu'à partir d'une certaine fréquence, les couplages capacitifs ont tendance à prédominer sur l'effet inductif. Il faut en tenir compte et "soustraire" leurs effets dans les valeurs d'inductance. Le modèle RL est donc valable pour des fréquences relativement basses. La valeur d'inductance calculée par le modèle RLC est stable jusqu'à la fréquence de résonance.

En simulation, la résonance a lieu à 1,2 GHz pour une valeur constante d'inductance de 96 nH. La valeur de la capacité calculée est de 0,183 pF. Par approche analytique, l'inductance ne dépend pas de la fréquence. Sa valeur calculée est de 110 nH. Les deux valeurs sont comparables mais l'approche analytique conduit à une inductance légèrement plus forte. Cela est probablement dû aux approximations sur les constantes.

La figure II.13 présente l'évolution de la résistance des modèles RL et RLC en fonction de la fréquence.



**Fig. n°II.13 : Résistances des modèles RL et RLC en fonction de la fréquence**

La résistance en régime continu  $R_{DC}$  calculée est de  $1,2 \Omega$ . Cette résistance est en bonne corrélation avec les valeurs de résistance des modèles RL et RLC ( $R_{RL} = R_{RLC} = 2,6 \Omega$ ) pour de faibles fréquences (50 MHz). Pour les basses fréquences, les valeurs de résistance alternative  $R_{AC}$  des deux modèles sont comparables à la valeur  $R_{DC}$  car l'effet de peau est encore peu important et on note une bonne concordance entre les deux modèles RL et RLC.

Lorsque la fréquence augmente, la résistance augmente aussi. Cette augmentation est principalement due aux effets de peau qui ont lieu dans les conducteurs. L'augmentation de la résistance reste modeste avec le modèle RLC tandis qu'elle est importante et peu réaliste avec le modèle RL.

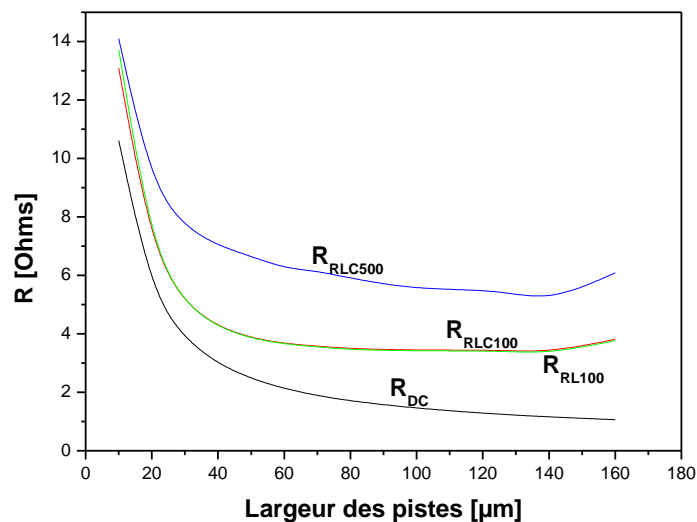
Pour déterminer le domaine de validité de chaque modèle, nous avons défini l'erreur relative entre la valeur constante  $L_0$  de l'inductance jugée vraie et la valeur à chaque fréquence  $L$ .

$$E = \frac{100|L_0 - L|}{L_0} \quad \text{II.23}$$

Pour le modèle RLC, cette erreur reste inférieure à 3% jusqu'à 1,2 GHz ; cela implique que le modèle RLC est valable jusqu'à la fréquence de résonance. Pour le modèle RL, elle atteint 16% à 500 MHz ; le modèle RL n'est donc valable que jusqu'à cette fréquence.

**B°) Influence de la largeur des pistes**

La résistance de la spirale dépend directement de la largeur des pistes ; il s'agit donc d'un paramètre essentiel pour la qualité du composant qu'il est important d'étudier. L'augmentation de la largeur des pistes augmente la section des conducteurs qui se traduit par une diminution de la résistance  $R_{DC}$  caractérisée par une loi hyperbolique  $R = \rho \frac{l}{wx}$  comme l'illustre la courbe  $R_{DC}$  de la figure II.14.



**Fig. n°II.14 : Résistance des modèles RL et RLC en fonction de la largeur des pistes**

S'agissant des résistances en alternatif, deux phénomènes contradictoires apparaissent :

- L'augmentation de la section du conducteur conduit naturellement à une diminution de la résistance de la structure ;
- L'augmentation de la section du conducteur implique un accroissement des effets de peau et de proximité et se traduira par une augmentation de la résistance. Ce phénomène sera d'autant plus marquant que la fréquence sera élevée.

On observe sur la figure II.15 que l'évolution des résistances à 100 MHz et à 500 MHz est régie par ces deux phénomènes : pour de faibles sections du conducteur, la résistance décroît lorsque la largeur du conducteur augmente ; en revanche, à partir d'environ 60  $\mu\text{m}$ , la résistance ne diminue pratiquement plus, on observe même une augmentation pour de très fortes sections.

Nous avons également comparé l'influence de la largeur des spires sur la valeur de l'inductance en utilisant les trois modèles : RL, RLC et analytique. La figure II.15 donne l'évolution de l'inductance en fonction de cette largeur. Les valeurs sont prises à 100 MHz.

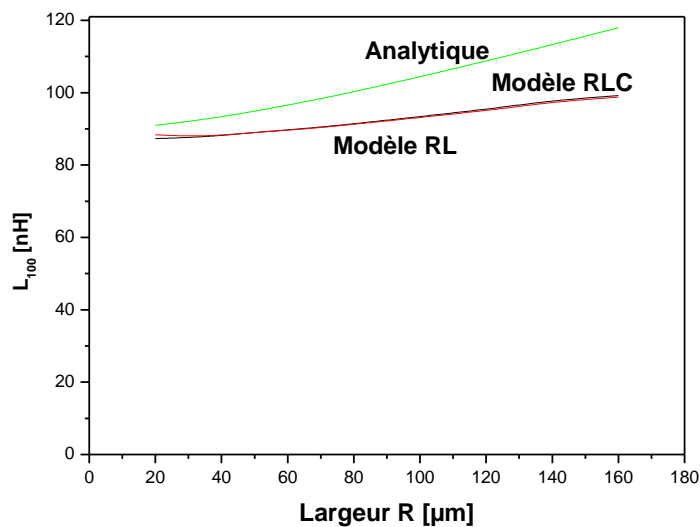


Fig. n°II.15 : Inductances des modèles RL, RLC et analytique en fonction de la largeur des pistes

L'augmentation de la largeur des pistes contribue à l'augmentation de la surface totale de la structure. Lorsque la largeur des pistes passe de 10 à 160  $\mu\text{m}$ , la surface passe de 3,24 à 14,1  $\text{mm}^2$ . Cette augmentation de la surface se traduit par une faible augmentation de la valeur de l'inductance. En utilisant le modèle de Sunderarajan, on s'aperçoit que  $\sigma$  et  $d_{\text{moy}}$  augmentent simultanément ce qui explique la faible augmentation de la valeur d'inductance.

Il y a une bonne concordance entre les modèles RL et RLC.

### C°) Influence de la distance entre spires

La distance entre les spires constitue un paramètre essentiel sur les couplages capacitifs entre spires. Le modèle de Sunderarajan ne proposant pas le calcul de cette

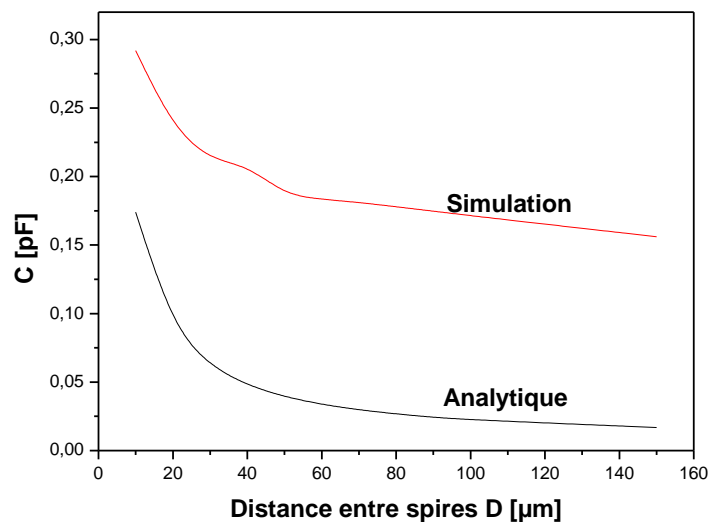


capacité, nous proposons un calcul simplifié en considérant que deux conducteurs voisins constituent un condensateur plan dont la valeur est donnée par :

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{e \cdot l_T}{D} \quad \text{II.24}$$

Où  $D$  représente la distance entre spires,  $l_T$  la longueur totale des spires,  $e$  l'épaisseur des conducteurs et  $\varepsilon_r$  la permittivité de l'isolant que nous prendrons égale à 1 en considérant que les deux conducteurs sont séparés par de l'air.

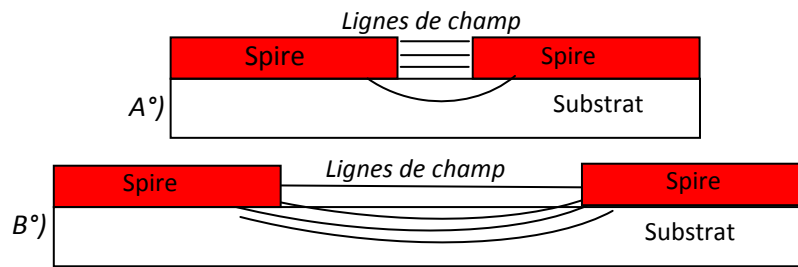
La figure II.16 donne les capacités de couplage en fonction de la distance entre spires obtenues par simulation et par calcul analytique.



**Fig. n°II.16 : Capacités de couplage en fonction de la distance entre spires**

On note que les capacités diminuent avec l'éloignement des spires mais la simulation produit des valeurs de capacité plus élevées que le modèle analytique. Cet écart entre les calculs et la simulation s'explique en partie par la différence des valeurs de permittivité entre les deux méthodes. En effet, lorsque les pistes sont rapprochées (distance entre pistes faible), la quasi-totalité des lignes de champ passent par l'air mais il en existe quelques unes dans le substrat (figure II.17A) d'où une permittivité effective proche de l'air mais supérieure. La capacité de couplage obtenue par simulation est supérieure mais proche des calculs. Lorsqu'on éloigne les spires (distance entre pistes importante), la quasi-totalité des lignes de champ passent par le substrat (quelques unes passent dans l'air, figure II.17B) d'où une permittivité proche du substrat. La valeur de la capacité obtenue par simulation diminue

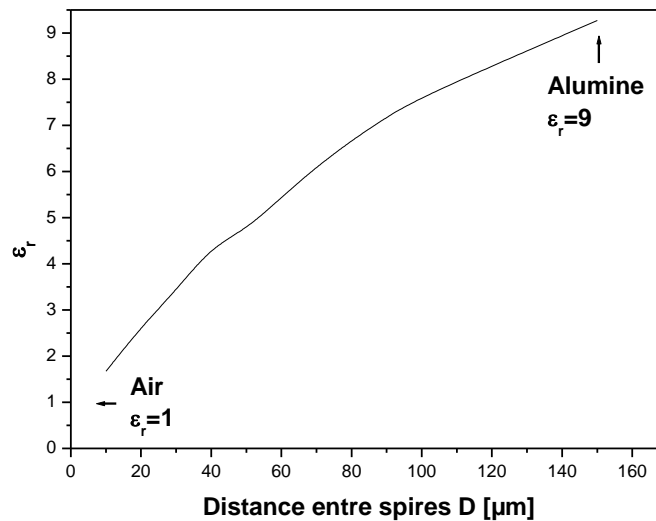
mais reste largement supérieure à la capacité analytique calculée avec comme diélectrique



l'air.

**Fig. n°II.17 : Lignes de champ entre spires**

Le rapport entre la capacité obtenue par simulation et le modèle analytique donne la permittivité relative effective du milieu où passent les lignes de champ. Cette permittivité doit être proche de celle de l'air lorsque la distance entre spires est faible et proche de celle de l'alumine lorsque cette distance est importante. La figure II.18 confirme ce résultat.



**Fig. n°II.18 : Permittivité effective du milieu traversé par les lignes de champs**

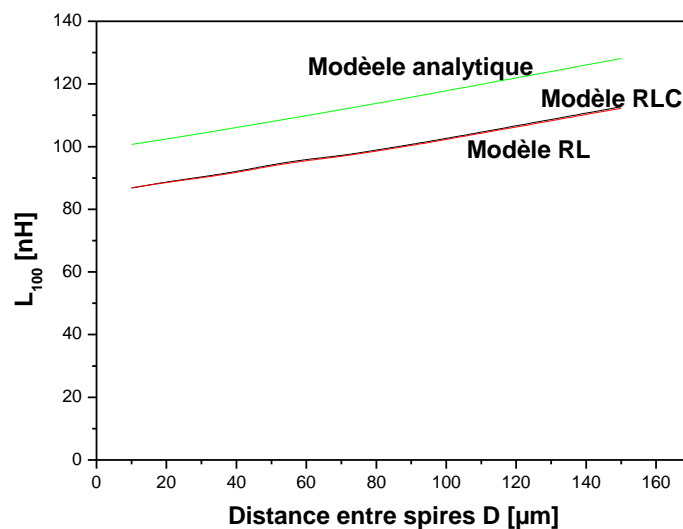
En conclusion, concernant les couplages capacitifs, la figure II.16 indique qu'il est possible de diminuer les capacités en augmentant la distance entre spires et que cet effet réducteur est important pour les faibles distances (inférieure à  $40 \mu\text{m}$ ). Au-delà, l'augmentation de la distance entre spires se traduit par une faible diminution de la capacité.

La distance entre spires participe également à l'augmentation de la surface totale de l'inductance. Elle doit donc contribuer à l'augmentation de la valeur de l'inductance. La

figure II.19 présente les résultats obtenus en faisant varier la distance entre spires ; les inductances des modèles RL et RLC sont relevées à 100 MHz.

Les simulations et le modèle analytique présente une bonne concordance, leur évolution en fonction de la largeur des pistes présente la même pente. On note tout de même qu'il y a un écart entre la simulation et le modèle analytique d'environ 15 nH en faveur du modèle analytique.

Par ailleurs, on note que les modèles RL et RLC produisent les mêmes résultats.



**Fig. n°II.19 : Inductance des modèles et analytique RL et RLC en fonction de la distance entre spires**

Des comparaisons faites sur l'inductance à air, on peut conclure à une bonne concordance entre les simulations et le modèle analytique. Les résultats montrent qu'il existe un écart entre les simulations et le modèle analytique dû aux valeurs des coefficients dans le modèle analytique. Compte tenu de la relative simplicité du modèle RLC et de sa qualité nous présenterons uniquement, dans la suite de ce travail, les résultats de ce modèle.

#### **II.3.4.2 Inductance à une couche de matériau magnétique**

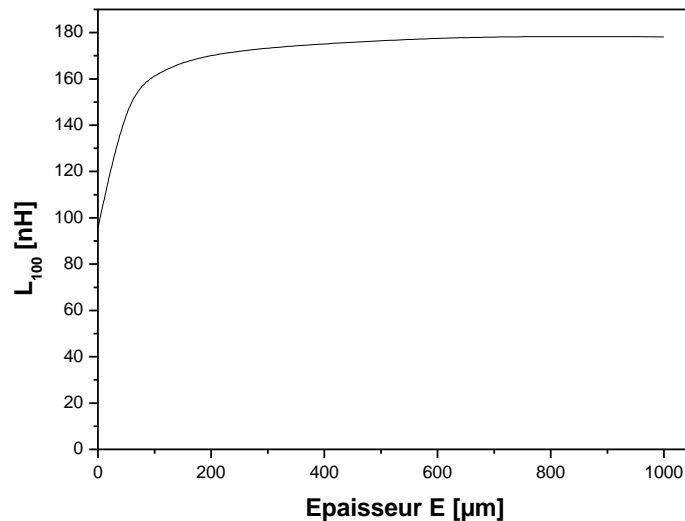
Une inductance à une couche de matériau magnétique est une structure constituée d'une couche de matériau magnétique sur laquelle on a réalisé une spirale en cuivre. Nous

allons dans cette partie étudier les influences de la fréquence, de l'épaisseur du YIG et de quelques paramètres géométriques sur les performances de l'inductance.

### **A°) Influence de l'épaisseur du matériau magnétique**

#### **Influence sur l'inductance L**

Le facteur le plus important dans cette étude de l'inductance avec matériau magnétique est l'épaisseur du matériau magnétique. Il s'agit de déterminer l'influence de ce paramètre sur les caractéristiques du composant, en particulier sur la valeur d'inductance. Pour cette étude, nous avons fait varier cette épaisseur de 0 à 1000  $\mu\text{m}$  tout en maintenant les autres paramètres géométriques constants. La spirale est formée de pistes de cuivre de 10  $\mu\text{m}$  d'épaisseur et de 125  $\mu\text{m}$  de largeur ; les spires sont séparées d'une distance de 60  $\mu\text{m}$ . La figure II.20 présente l'évolution de la valeur d'inductance en fonction de l'épaisseur du matériau magnétique relevé à 100 MHz.



**Fig. n°II.20 : Inductance en fonction de l'épaisseur du matériau magnétique**

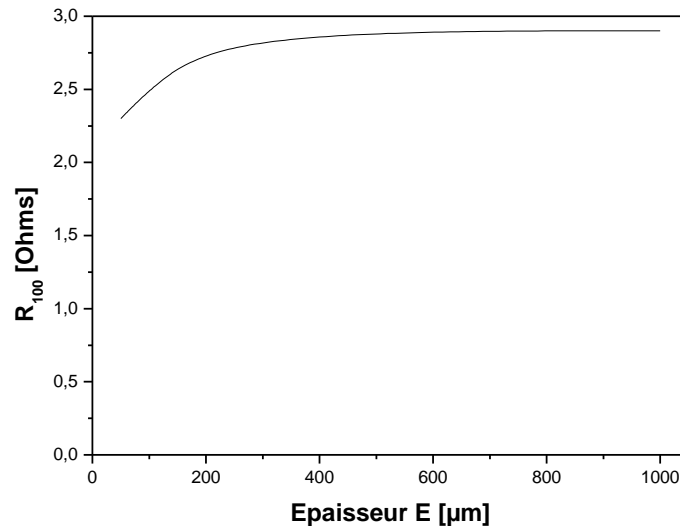
Cette courbe montre que pour de fortes épaisseurs de matériau magnétique (supérieure à 400  $\mu\text{m}$ ), la valeur de l'inductance L est pratiquement doublée. On observe cependant que pour des épaisseurs limitées, on obtient un accroissement significatif de L ; par exemple pour une épaisseur de 100  $\mu\text{m}$  de ferrite, l'inductance atteint 160 nH soit un facteur 1,7. L'augmentation de l'inductance avec l'épaisseur du matériau magnétique est le

résultat d'une meilleure canalisation des lignes de champ en présence du matériau magnétique dans la structure.

On retiendra qu'avec l'utilisation du matériau magnétique, on peut doubler la valeur d'inductance. Ce résultat est conforme aux résultats de la littérature [18].

### ***Influence sur la résistance***

Pour l'étude de l'influence de l'épaisseur du matériau magnétique sur les pertes Joule, il faut étudier l'évolution de la résistance en fonction de ce paramètre. La figure II.21 présente l'évolution de la résistance à 100 MHz de la structure en fonction de cette épaisseur.



**Fig. n°II.21 : La résistance en fonction de l'épaisseur du matériau magnétique**

On note (figure II.21) que la résistance augmente avec l'épaisseur du matériau magnétique. Mais cette augmentation de l'ordre de 25% reste modeste. Le matériau magnétique permet de mieux canaliser le champ magnétique ce qui se traduit par des courants induits dans les conducteurs plus importants et une légère augmentation de la résistance.

La figure II.22 présente les courbes donnant la résistance en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs du matériau magnétique. Ces courbes permettent d'évaluer l'augmentation de la résistance en fonction de la fréquence lorsque l'épaisseur du matériau

magnétique augmente. On note qu'en basses fréquences et jusqu'à 500MHz, la résistance d'une structure avec matériau magnétique (quelle que soit son épaisseur) est comparable à celle d'une structure sans matériau magnétique. En haute fréquence par contre, la résistance d'une inductance avec matériau magnétique devient plus importante qu'une inductance sans matériau magnétique et l'écart de résistance entre les deux types de structures augmente avec la fréquence. Cela s'explique par le fait que le matériau magnétique permet de canaliser les lignes de champ dans la spirale ce qui contribue à augmenter les courants induits et les pertes.

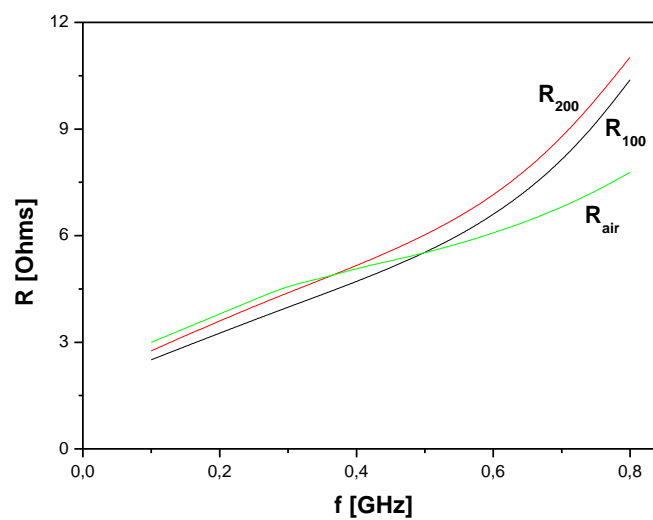


Fig. n°II.22 : Résistance en fonction de la fréquence pour différentes épaisseur de YIG

### B°) Comportement fréquentiel du composant

La figure II.23 présente l'évolution du module du paramètre admittance  $Y_{12}$  (qui représente l'inverse de l'impédance du composant) d'une structure à air et d'une structure avec 100  $\mu\text{m}$  de YIG en fonction de la fréquence.

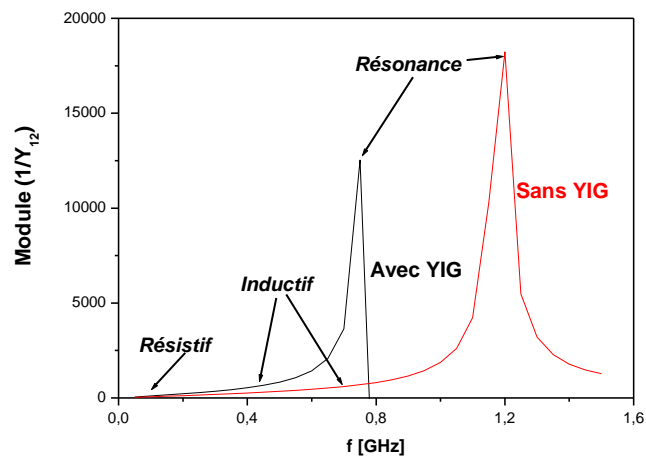


Fig. n°II.23 : Module de  $Y_{12}$  en fonction de la fréquence

Ces courbes font apparaître trois zones :

- en très basse fréquence ( $f < 1$  MHz), le dispositif présente un comportement résistif, son impédance est constante ( $Z \# R$ ) ;
- en moyenne fréquence (10 MHz – 500 MHz), le comportement inductif prévaut ( $Z \# jL\omega$ ) ;
- en haute fréquence, c'est-à-dire au voisinage de la fréquence de résonance, le composant se comporte comme un circuit bouchon et son admittance atteint une valeur très élevée.

Le modèle RLC avec une inductance  $L$  et une capacité  $C$  constantes permettent de rendre compte du comportement du dispositif.

La structure avec 100  $\mu\text{m}$  de matériau magnétique résonne à 750 MHz pour une inductance constante  $L_0$  de 165 nH. La valeur de la capacité calculée à cette fréquence de résonance est de 0,3 pF.

En comparaison avec une inductance sans matériau magnétique, on note que la fréquence de résonance passe de 1,2 GHz à 750 MHz (une diminution de moitié). Cette résonance plutôt basse est essentiellement due à la couche magnétique. En effet, le matériau magnétique permet d'augmenter la valeur de l'inductance ; corolairement, la capacité de couplage augmente aussi car le YIG a une permittivité plus élevée que l'air ( $\epsilon_r$  du

YIG est de 15,3). La résonance est donc atteinte beaucoup plus rapidement lorsqu'on utilise le matériau magnétique dans la structure.

### C°) Influence de la largeur des pistes

Comme nous l'avons vu dans le cas d'une inductance sans matériau magnétique, la largeur des pistes contribue à l'augmentation de la surface totale de l'inductance mais surtout à l'augmentation de la section des conducteurs qui se traduit par une diminution de la résistance continue. L'intérêt d'étudier l'influence de ce paramètre sur les performances de la structure est de déterminer comment évoluent les pertes Joule afin de choisir une largeur des pistes qui produit une faible résistance tout en ayant une bonne valeur d'inductance. Cette étude est réalisée sur une structure constituée d'une spirale de 5  $\mu\text{m}$  de cuivre et d'une couche de 200  $\mu\text{m}$  de matériau magnétique. Les autres paramètres sont maintenus constants et on fait varier la largeur des pistes de 10 à 160  $\mu\text{m}$ . Avec ces structures, nous avons tracé la courbe donnant la résistance (figure II. 24) puis l'inductance (figure II.25) en fonction de la largeur des pistes.

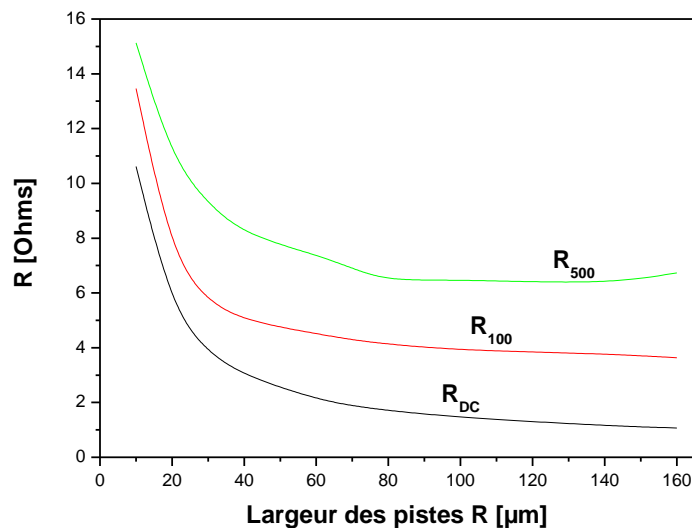


Fig. n°II.24 : Résistance en fonction de la largeur des pistes

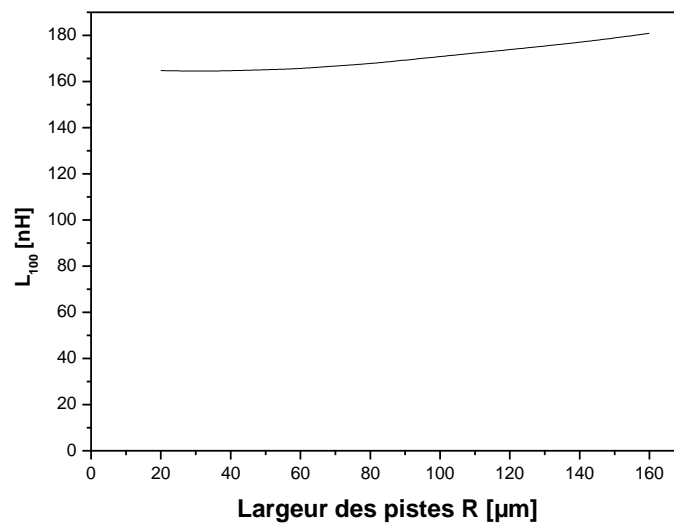
La figure II.24 donne l'évolution des résistances  $R_{DC}$  (calculée par l'expression  $R_{DC} = \frac{\rho l}{S}$ ),  $R_{100}$  (relevée à 100 MHz) et  $R_{500}$  (relevée à 500 MHz) en fonction de la largeur des pistes. Les courbes sont conformes aux résultats déjà obtenus avec l'inductance à air. Pour de faibles valeurs de la largeur des pistes, on note que toutes les résistances diminuent de



façon assez importante avec l'augmentation de la largeur des pistes. On note ensuite une stagnation voire une augmentation de la résistance déjà évoquée pour l'inductance à air (paragraphe II.3.4.1).

On note enfin un écart assez important entre  $R_{100}$  et  $R_{500}$  d'une part et entre  $R_{DC}$  et  $R_{100}$  d'autre part dû essentiellement aux effets de peau et de proximité.

La figure II.25 représente l'évolution de la valeur d'inductance en fonction de la largeur des pistes.



**Fig. n°II.25 : Inductance en fonction de la largeur des pistes à 100 MHz**

On note une faible augmentation de l'inductance à cause de l'augmentation de la surface totale de la structure avec la largeur des pistes. Ce résultat est conforme aux résultats obtenus avec une structure à air. La valeur d'inductance est peu sensible à la variation de la largeur des spires.

#### **D°) Influence de la distance entre spires**

La distance entre spires détermine les couplages capacitifs plus ou moins forts entre les spires et donc le domaine de fonctionnement de l'inductance. D'autre part, l'effet de proximité entre conducteurs est directement lié à la distance entre spires. Une inductance présentant des spires rapprochées possèdera des pertes par effet de proximité élevées.

#### **Influence sur les capacités de couplage**

La figure II.26 donne l'évolution des couplages capacitifs en fonction de la distance entre spires d'une structure à air et d'une structure avec 200  $\mu\text{m}$  de YIG. Les résultats sont conformes aux résultats obtenus avec une inductance à air. La capacité est plus élevée dans le cas d'une structure avec matériau magnétique à cause de la permittivité plus élevée du YIG ( $\epsilon_r = 15$ ).

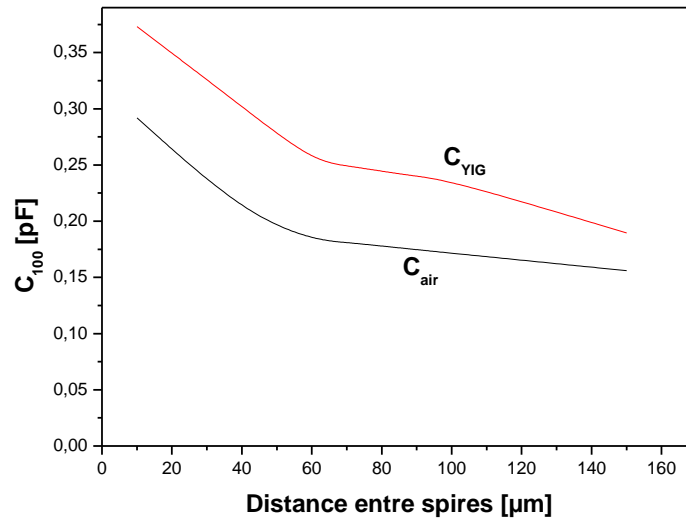


Fig. n°II.26 : Capacité de couplage en fonction de la distance entre pistes

### ***Influence sur le domaine de fonctionnement de la structure***

La diminution de la capacité de couplage implique aussi que la fréquence de résonance de l'inductance augmente avec l'éloignement des spires les unes des autres. Ce résultat est confirmé par la figure II.27 donnant l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de la distance entre spires. La fréquence de résonance est une image du domaine de fonctionnement de la structure.

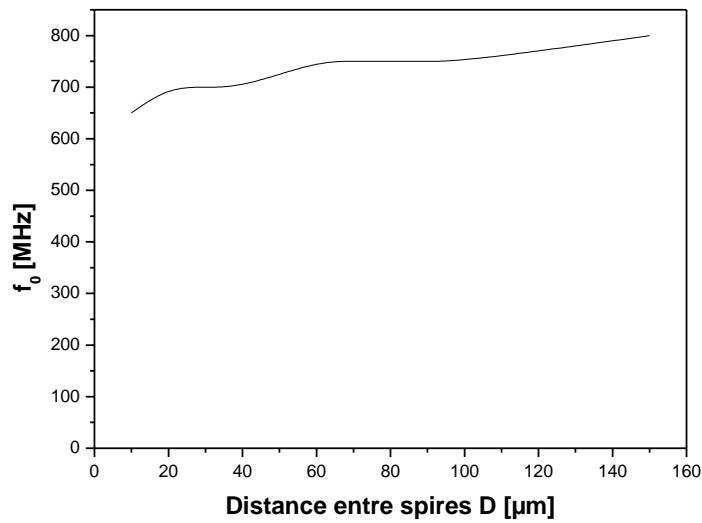


Fig. n°II.27 : Fréquence de résonance en fonction de la distance entre pistes

#### Influence sur la valeur d'inductance

La figure II.28 donne l'évolution de l'inductance des deux types de structures (structure à air et structure avec une couche de matériau magnétique) en fonction de la distance entre spires.

L'augmentation de l'inductance en fonction de la distance entre spires est conforme aux résultats obtenus avec une inductance à air à cause de l'augmentation de la surface totale de la structure

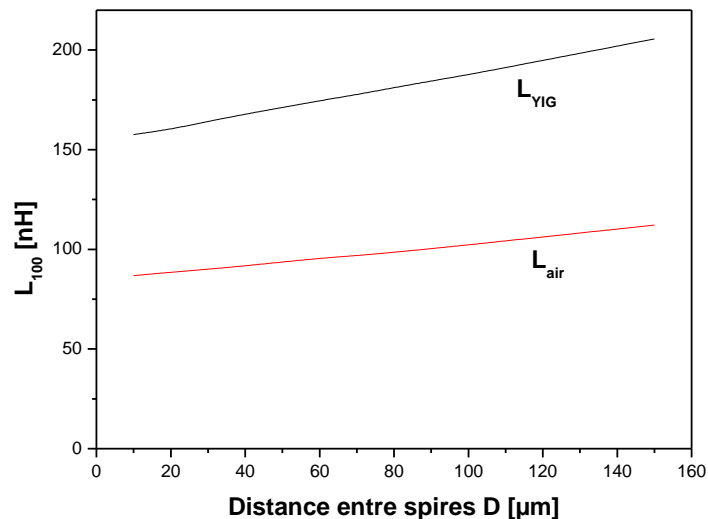


Fig. n°II.28 : Inductance en fonction de la distance entre pistes

**Influence sur la résistance**

La figure II.29 donnant la résistance continue et la résistance alternative (relevée à 100 MHz) en fonction de la distance entre spires montre une forte variation de la résistance alternative pour de faibles distances (inférieures à 80  $\mu\text{m}$ ). Cette diminution de la résistance alternative est essentiellement due aux effets de proximité qui diminuent lorsque la distance entre spires augmente. Pour de grandes distances entre les conducteurs (supérieure à 80  $\mu\text{m}$ ), la résistance alternative ne varie plus car la diminution de l'effet de proximité est compensée par l'augmentation de la longueur totale des conducteurs. La résistance  $R_{DC}$  ne dépend, dans ce cas, que de la longueur totale des conducteurs, elle augmente donc avec la distance entre spires.

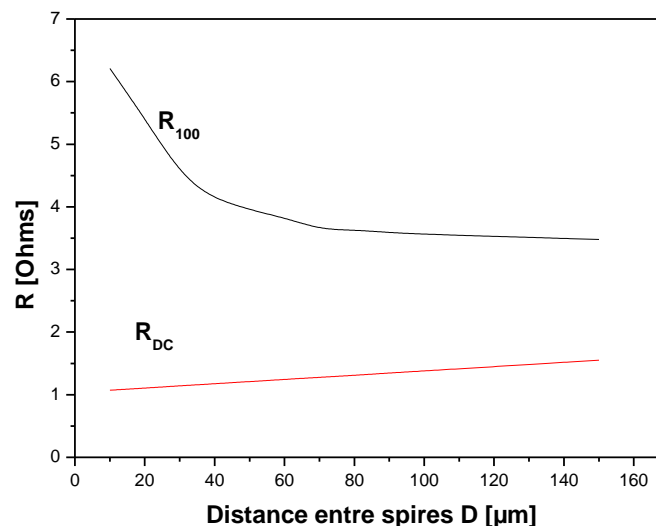


Fig. n°II.29 : Résistance en fonction de la distance entre pistes

**E°) Bilan sur l'inductance une couche**

En résumé, l'étude faite sur la structure avec une couche de matériau magnétique montre que l'inductance dépend de l'épaisseur du matériau magnétique ainsi que de la distance entre spires. Elle dépend peu de la largeur des spires et de la fréquence. L'utilisation du matériau magnétique permet de multiplier par deux la valeur d'inductance pour des épaisseurs d'environ 200  $\mu\text{m}$ . Mais l'utilisation du matériau magnétique réduit le

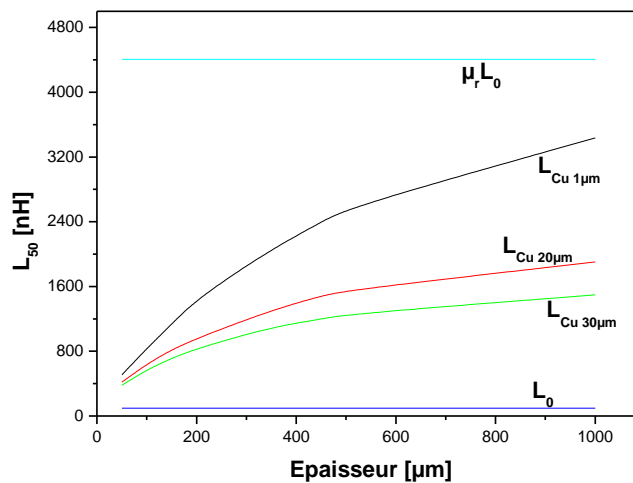
domaine de fonctionnement de l'inductance qui passe de 1,2 GHz pour une structure sans matériau magnétique à 750 MHz lorsque qu'on utilise une couche de matériau magnétique.

### **II.3.4.3 Inductance double couche de matériau magnétique**

L'inductance double couche de matériau est une structure constituée d'une spirale en cuivre prise en sandwich entre deux couches de matériau magnétique. L'objectif d'une telle structure est de s'approcher le plus possible d'un bobinage réalisé autour d'un circuit magnétique fermé afin d'exploiter au mieux le matériau magnétique. On vise un coefficient multiplicateur peu différent de la perméabilité relative du matériau ( $L = \mu_r L_0$  où  $L_0$  est la valeur d'inductance de la structure sans matériau magnétique). Dans cette partie de notre travail, nous présentons les résultats des simulations faites sur ce type de structure. Cette étude a pour objectif de déterminer l'impact de l'augmentation des épaisseurs de matériau magnétique sur les caractéristiques du composant : inductance  $L$ , fréquence de résonance  $f_0$ , capacité parasite. Pour ce faire, nous avons fait varier l'épaisseur du matériau magnétique de 50 à 1000  $\mu\text{m}$ .

#### **A°) Influence sur l'inductance**

La figure II.30 donne l'évolution de l'inductance en fonction de l'épaisseur du matériau magnétique à 50 MHz pour trois valeurs d'épaisseur de cuivre (1, 20 et 30  $\mu\text{m}$ ) ; les deux couches supérieure et inférieure ayant la même épaisseur.



**Fig. n°II.30 : Inductances en fonction de l'épaisseur du matériau magnétique**

On note que l'inductance croît de façon importante avec l'augmentation de l'épaisseur du matériau magnétique. Dans le cas d'une inductance double couche, les lignes de champ sont bien canalisées par les deux couches situées de part et d'autre de la spirale d'où une augmentation de la valeur d'inductance de façon plus importante que dans le cas d'une structure avec une couche magnétique.

On obtient une augmentation plus importante de la valeur d'inductance pour de faibles épaisseurs de cuivre ( $1 \mu\text{m}$ ) que pour de fortes épaisseurs ( $20$  et  $30 \mu\text{m}$ ). Ce phénomène s'explique par le fait que le cuivre constituant la spirale agit comme un "entrefer" dans le circuit magnétique. Lorsque l'épaisseur du cuivre est faible ( $1 \mu\text{m}$ ), le champ magnétique est le même dans le cuivre que dans les couches magnétiques ; le circuit magnétique est proche du type fermé sans entrefer et l'inductance est multipliée par un facteur proche de la perméabilité du matériau magnétique. Mais lorsque l'épaisseur du cuivre est importante ( $20 \mu\text{m}$ ), l'entrefer constitué par la spirale est non négligeable ; le champ magnétique n'est plus le même dans la spirale et dans les couches magnétiques ; l'inductance est alors multiplier par un facteur moins important que dans le premier cas.

Les courbes de la figure IV.30 montrent donc que la valeur d'inductance est multipliée par plus de 36 pour de faible épaisseur de cuivre ( $1\mu\text{m}$ ) tandis que qu'elle n'est multipliée que par 20 pour des épaisseurs importantes ( $20\mu\text{m}$ ).

### ***B°) Influence sur la fréquence de résonance***

La forte augmentation de la valeur d'inductance grâce à l'utilisation de deux couches de matériau magnétique s'accompagne d'une diminution du domaine d'utilisation des structures double couche. En effet, la figure II.31 montre une diminution importante de la fréquence de résonance  $f_0$  par rapport à une inductance une couche (environ 750 MHz). Cette réduction du domaine de fonctionnement de la structure double couche est conforme aux résultats obtenus sur les structures à air et les structures à une couche de matériau magnétique. On a montré qu'une forte augmentation de l'inductance s'accompagne d'une réduction du domaine de fonctionnement de la structure car la résonance est atteinte plus rapidement.

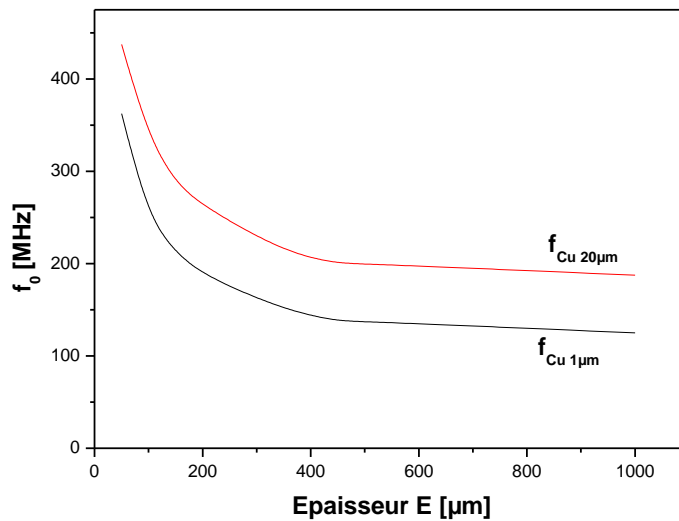
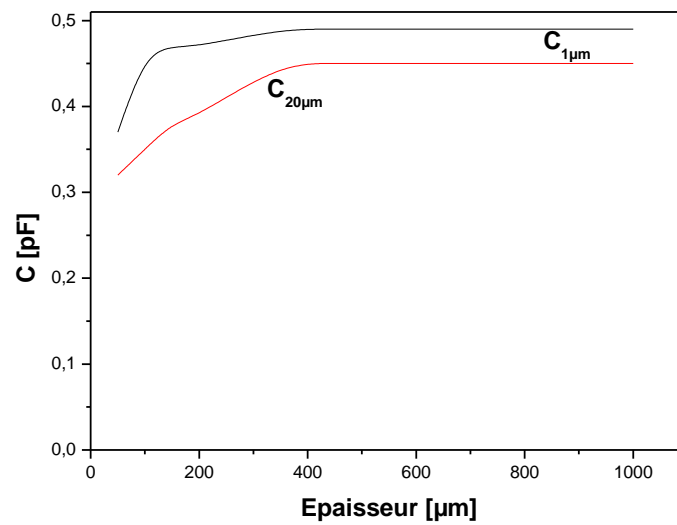


Fig. n°II.31 : Fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur du matériau magnétique

### C°) Influence sur la capacité parasite

La figure II.32 montre que la capacité équivalente de couplage augmente avec l'augmentation de l'épaisseur du matériau magnétique. Pour de faibles épaisseurs de matériau magnétique (inférieure 300  $\mu\text{m}$ ), la capacité augmente de façon assez importante. Pour de fortes épaisseurs (supérieure à 300  $\mu\text{m}$ ), la capacité varie peu.

L'augmentation de la capacité parasite en fonction de l'épaisseur du matériau magnétique s'explique principalement par la permittivité effective du milieu traversé par les lignes de champ comme nous l'avons précisé dans le paragraphe II.3.4.1C. En effet, la permittivité effective du milieu que traverse les lignes de champ est modifiée et plus proche de la permittivité du matériau magnétique (grâce au deux couches) ; d'où une capacité équivalente plus importante lorsque l'épaisseur du matériau magnétique augmente. Lorsque l'épaisseur du cuivre est faible ( $C_{1\mu\text{m}}$ ), la permittivité effective du milieu traversé par les lignes de champs est très proche de celle du matériau magnétique ; la capacité parasite est forte. Mais lorsque l'épaisseur du cuivre devient importante ( $C_{20\mu\text{m}}$ ), la permittivité effective du milieu traversé par les lignes de champ est moins proche de celle du matériau magnétique ; la capacité parasite est moins forte que dans le premier cas.



*Fig. n°II.32 : Capacités de couplage en fonction de l'épaisseur du matériau magnétique*

### II.3.3 Bilan

L'étude des différentes structures d'inductances planaires avec des couches de matériau magnétique à montrer que l'épaisseur du matériau magnétique est le paramètre essentiel dans l'augmentation de la valeur de l'inductance. L'utilisation d'une couche de matériau magnétique permet de multiplier par deux la valeur d'inductance et on peut atteindre un facteur proche de la perméabilité du matériau magnétique si on double le nombre de couches et on les dispose de part et d'autre de la spirale.



## CHAPITRE II

# Etude des inductances planaires à couches magnétiques

---

## CONCLUSION

**D**ans ce chapitre consacré à l'étude des inductances planaires avec une et deux couches de matériau magnétique, nous avons étudié trois types de structures (inductance à air, inductance avec une couche de matériau magnétique et inductance avec deux couches de matériau magnétique). Nous avons étudié l'influence de la fréquence, de l'épaisseur, de la largeur des spires et de la distance entre ces spires sur la valeur d'inductance et sur les pertes dans la structure. L'étude de l'inductance à air se justifie par le fait que nous avons voulu montrer que l'étude numérique et les modèles analytiques proposés dans la littérature consacrée concourent aux mêmes résultats. Nous avons utilisé pour cette étude comparative, le modèle de Sunderarajan S. basé sur les formules de Wheeler.

Notre étude proprement dite est faite par simulation à l'aide du logiciel HFSS et a pour but de déterminer d'une part l'influence de l'épaisseur du matériau magnétique sur la valeur d'inductance et les pertes dans la structure et d'autre part les paramètres les plus influents sur ces grandeurs.

On retiendra qu'avec un choix judicieux de l'épaisseur du matériau magnétique, on peut multiplier par deux la valeur d'inductance en utilisant une structure avec une seule couche et par plus de 30 fois en utilisant une structure avec double couche de matériau magnétique (l'objectif étant de multiplier l'inductance par la perméabilité du matériau). Nous avons aussi déterminé durant cette étude que les paramètres géométriques qui influent sur le comportement de la structure sont la largeur des pistes et la distance entre elles.

Durant cette étude, nous avons comparé deux modèles : le modèle RL série et le modèle RLC. Les résultats obtenus montrent que le modèle RLC rend mieux compte du comportement de l'inductance en fonction de la fréquence et des paramètres géométriques. Il faut noter pour finir que l'utilisation du matériau magnétique diminue le domaine d'utilisation de l'inductance.

## CHAPITRE II

# Etude des inductances planaires à couches magnétiques

---

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] E. Gamet, J.P. Chatelon, T. Rouiller, et al. *Simulation of the contribution of magnetic films on planar inductors characteristics*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, octobre 2005, Vol. 288, pp. 121–129.
- [2] 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.
- [3] A. Ducluzaux. *Pertes supplémentaires dans les conducteurs pour forte intensité par effet de peau et de proximité*. Schneider Electric, Cahier technique n° 83, 2002.
- [4] Philippe Artillan. *Design, modelization and realization of integrated inductive components for low power supplies and microsystems*. Thèse microélectronique, Toulouse : Université de Toulouse – Institut des Sciences Appliquées (INSA), novembre 2008, 147p.
- [5] C. Patrick Yue, S. Simon Wong, et al. *Physical modelling of spiral inductors on silicon*. IEEE Transactions on Electron Devices, mars 2000, Vol. 47, N° 3.
- [6] P.; Estibals, B.; Salles, A.; Abboud, J.; Aloisi, P.; Alonso, C. *A PEEC approach for circular spiral inductive components modelling* Artillan, Circuits and Systems, 2007.
- [7] Bruno Estibals, Corinne Alonso, Alain Salles, et al. *Validation d'outils de simulation d'éléments inductifs pour convertisseur statique intégré*. Rapport LAAS N°02115 9ème colloque « Electronique de puissance du futur », Montpellier (France), 13-15 novembre 2002, pp. 227-232.

- [8] Jan Van Hese. *Design and simulation of spiral inductors on silicon substrates* [en ligne]. ChipCenter Questionlink. 2001, pp. 1-2. Disponible sur : <<http://archive.chipcenter.com/wireless/app004.html>> (consulté le 28.2.2006).
- [9] Jan Van Heze. *Accurate modelling of spiral inductors on silicon for wireless FFIC designs* [en ligne]. TechOnline. Novembre 2001. Disponible sur : <<http://techonline.com/community/home/14911>> (consulté le 28.02.2006).
- [10] 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.
- [11] F.W Grover. *Inductance Calculations*. Dover Publications, INC, Mineola, New York, 1962.
- [12] F.W. Grover. *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*. New York, Dover publications, 1946.
- [13] H.M. GREENHOUSE. *Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors*. IEEE Transactions on parts, Hybrids, and packaging, juin 1974, Vol. PHP-10, N° 2, pp. 101-109.
- [14] Thomas ROUILLER. *Isolateur coplanaire 40-60 GHz à couche mince magnétique*. Thèse Electronique, Saint-Etienne : Université Jean Monnet, octobre 2006, 195p.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] R. Vahldieck and Wolfgang. *Electromagnetic modelling. Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, Vol. 2, Kai Chang Editor, John Wiley & Son, Inc., 2005, pp.1239-1240*.
- [18] Adoum Kriga. *Etude et réalisation de micro-inductances pour convertisseur DC/DC*. Thèse Optique Photonique Hyperfréquence, Saint-Etienne : Université Jean Monnet, décembre 2008, 144p.

[19] Tingrui Pan, Antonio Baldi, Emile Davies-Venn et al. *Fabrication and modeling of silicon-embedded high-Q inductors*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2005, Vol. 15, pp. 849-854.

[20] A. Salles, «*Réalisation d'éléments de stockage magnétiques pour convertisseurs statiques de faible puissance, destinés à la conversion d'énergie*», Rapport de DEA, Février-Septembre 2003.

[21] Niknejad, A.M.; Meyer, R.G. *Analysis, design, and optimization of spiral inductors and transformers for Si RF ICs*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1998, Vol. 33, Issue 10, octobre pp. 1470 – 1481.

[22] Ph. Artillan, B. Estibals & C. Alonso, *A very fast computing and accurate formula for the mutual inductance of two circular wire loops*, submitted to IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'09), 2009.

[23] H. Chan, K. Cheng & D. Sutanto. *Calculation of inductances of high frequency air-core transformers with superconductor windings for DC-DC converters*. IEEE Proceedings on Electronics: Power Applications, 2003 vol. 150, pp. 447-454.

[24] E. Clavel, J.-M. Guichon. *INCA – Modélisation des caractéristiques électriques de câblage à l'aide de la méthode PEEC*. Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Manuel d'utilisation, Décembre 2001.



---



---

## Inductances intégrées : procédés de fabrication

---



---

### SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>97</b>
<b>III.1 PROCESSUS DE FABRICATION D'UNE INDUCTANCE INTEGREE .....</b>	<b>98</b>
<b>III.1.1 Usinage et caractérisation du YIG massif.....</b>	<b>98</b>
III.1.1.1 Collage-sciage .....	99
III.1.1.2 Rodage.....	100
III.1.1.3 Polissage .....	101
III.1.1.4 Contrôle de l'état de surface des substrats .....	102
III.1.1.5 Contrôle de la structure cristallographique du YIG .....	104
III.1.1.6 Contrôle des propriétés magnétiques du YIG .....	105
<b>III.1.2 Dépôt de cuivre.....</b>	<b>106</b>
III.1.2.1 Principe de la pulvérisation cathodique radiofréquence .....	107
III.1.2.2 Dispositif expérimental et principaux paramètres.....	108
III.1.2.3 Adhérence des couches de cuivre sur le substrat de YIG.....	109
III.1.2.4 Résistivité des couches de cuivre .....	113
III.1.2.5 Bilan.....	114
<b>III.1.3 Photolithographie .....</b>	<b>114</b>
III.1.3.1 Masque .....	114
III.1.3.2 Etapes de photolithographie.....	115
<b>III.1.4 Gravure .....</b>	<b>118</b>
III.1.4.1 Gravure sèche.....	118
III.1.4.2 Gravure humide.....	118

<b>III.1.5 Connexion du plot central au plot extérieur .....</b>	<b>120</b>
III.1.5.1 Connexion par bonding .....	120
III.1.5.2 Connexion par via horizontal .....	121
<b>III.2 REALISATION D'UNE INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATERIAU MAGNETIQUE.....</b>	<b>123</b>
III.2.1 Intérêt d'une inductance à une couche de matériau magnétique.....	123
III.2.2 Etapes de la réalisation .....	124
<b>III.3 REALISATION D'UNE INDUCTANCE AVEC DEUX COUCHES DE MATERIAU MAGNETIQUE .....</b>	<b>126</b>
III.3.1 Solutions pour connecter les deux plots.....	126
III.3.2 Etapes de réalisation d'une inductance double couche de YIG .....	129
<b>III.4 BILAN DES REALISATIONS.....</b>	<b>130</b>
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>131</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>133</b>



## CHAPITRE III

# Inductances intégrées : procédés de fabrication

---

## INTRODUCTION

Le chapitre II a permis d'étudier principalement deux types d'inductances : les inductances à une et deux couches de matériau magnétique. Il nous a aussi permis d'étudier l'influence des paramètres géométriques sur les performances des structures. Les paramètres les plus importants sont l'épaisseur du matériau magnétique, la largeur des pistes et la distance entre elles. Par ailleurs, dans le premier chapitre, nous avons aussi montré l'existence dans la littérature scientifique de plusieurs techniques permettant de fabriquer une inductance intégrée.

Ce troisième chapitre est consacré aux processus de fabrication des prototypes d'inductances intégrées à savoir l'inductance avec une couche de YIG et l'inductance avec deux couches. L'objectif d'utiliser un matériau magnétique est d'accroître les performances des inductances. Le processus de fabrication d'une inductance intégrée est un processus long et rassemble aussi bien les techniques de la microélectronique en salle blanche que les techniques de micro-usinage.

Pour atteindre cet objectif, ce chapitre commence par une présentation des différentes techniques utilisées pour la fabrication d'une inductance intégrée notamment les techniques d'usinage des substrats, les techniques de dépôt des couches et les techniques de micro-électronique. Nous terminons le chapitre par la mise en œuvre des différentes techniques dans la fabrication des inductances avec une et deux couches de matériau magnétique.

### III.1 PROCESSUS DE FABRICATION D'UNE INDUCTANCE INTEGREE

Le processus de fabrication présenté est destiné à la réalisation de deux types d'inductance : inductance à une couche et inductance à deux couches de matériau magnétique. Les inductances à une couche de matériau magnétique sont constituées d'un substrat, d'un matériau magnétique et d'une spirale en cuivre. Celles avec deux couches de matériau magnétique sont identiques aux précédentes mais la spirale est surmontée d'une seconde couche de matériau magnétique. La figure III.1 présente ces deux types d'inductances.

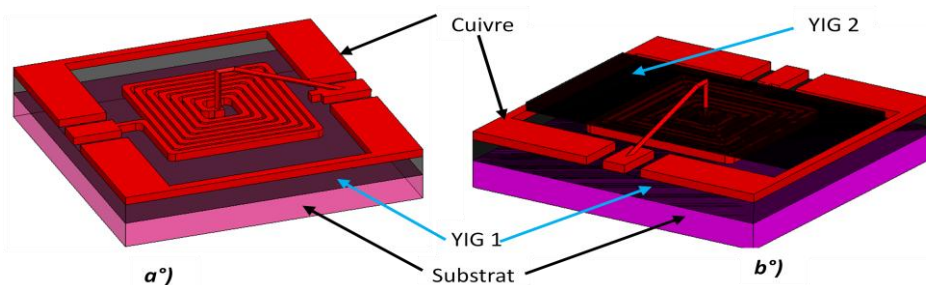


Fig. n°III.1 : Schémas des inductances YIG a°) une couche b°) deux couches

Le processus de fabrication doit permettre d'obtenir les couches de matériau magnétique et la réalisation de la spirale. Il comprend :

- Le micro-usinage des substrats de YIG pour obtenir les différentes épaisseurs ;
- Le dépôt du cuivre pour former la couche conductrice ;
- La photolithographie pour tracer les pistes ;
- La gravure pour faire apparaître les pistes ;
- Et la connexion du plot central avec le plot extérieur pour assurer la liaison électrique.

Nous allons présenter les détails de ces étapes.

#### III.1.1 Usinage et caractérisation du YIG massif

Lors des simulations, nous avons noté que les effets du matériau magnétique sur les performances de l'inductance ne se faisaient sentir qu'à partir de 20  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. Le bâti de dépôt de matériaux par pulvérisation que nous avons au laboratoire autorise une vitesse

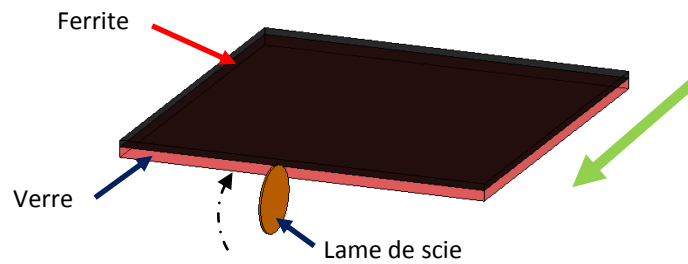
de dépôt de l'ordre  $0,86 \mu\text{m}\cdot\text{h}^{-1}$ . Cela signifie qu'il faut un minimum de 24 heures de dépôt pour avoir une couche de YIG dont les effets seront remarquables sur l'inductance. Par ailleurs, des problèmes d'adhérence sur les couches de YIG obtenues par pulvérisation cathodique RF sont visibles lorsque les épaisseurs deviennent importantes. En effet, pour de fortes épaisseurs, le YIG est peu adhérent de sorte que les couches décollent partiellement ou totalement pendant le recuit. Pour gagner du temps et disposer de couches d'épaisseur importante avec une bonne adhérence, nous utilisons des substrats de YIG commercialisés. Mais ces substrats doivent être usinés pour être utilisables.

### **III.1.1.1 Collage-sciage**

Les substrats de YIG (Y101) utilisés sont fournis par Temex Ceramics. Ils sont de forme carrée de 50,8 mm de côté et d'une épaisseur de 1mm. Des épaisseurs de 50, 100, 200, 500  $\mu\text{m}$  sont donc obtenues par rodage. Mais les substrats utilisés de 50,8 mm sont trop grands pour être usinés à la rodeuse. Le format des échantillons usinables sur cette machine correspond à la moitié des substrats. On usine alors les substrats pour avoir les dimensions désirées. Le YIG étant très cassant, afin d'assurer une rigidité mécanique suffisante pendant les manipulations, il est collé sur un substrat de verre. On utilise pour ce collage deux types de colles : le BAUME DU CANADA lorsque la structure est destinée à être décollée par la suite ou GEOFIX pour un collage définitif.

Nos dispositifs ont été collés en utilisant le BAUME DU CANADA. Il est préparé à 200°C à l'étuve pour activer sa polymérisation. Puis, trois gouttes du produit sont déposées sur le substrat de verre préchauffé lui aussi à 200°C. On dispose ensuite le ferrite sur la colle qu'on étale en le faisant tourner légèrement sur le substrat. Pour assurer un bon collage, on applique une pression uniforme sur l'échantillon pendant une demi-journée.

L'ensemble formé par le ferrite et le verre peut donc être scié facilement en utilisant une tronçonneuse de précision (utilisée au Laboratoire de Transferts Lithosphériques de l'UJM) ou une scie circulaire à lames diamantées (Laboratoire Hubert Curien (UJM) ou CIME (Grenoble)).



**Fig. n°III.2 : Plan de sciage**

### **III.1.1.2 Rodage**

Après sciage, on obtient deux substrats de YIG sur verre d'une épaisseur totale de 2,5 mm dont 1 mm de YIG. On néglige dans ce cas l'épaisseur de la colle. Pour obtenir les différentes épaisseurs, on effectue un rodage des substrats.

A l'origine, le rodage est une opération mécanique dont le but est d'améliorer la planéité et l'état de surface d'une pièce usinée par enlèvement de matière. Il se caractérise par l'utilisation d'un abrasif sur un support. Le rodage est actuellement très utilisé dans les processus de micro-usinage pour diminuer les épaisseurs des substrats.

Pour avoir une épaisseur demandée et une bonne planéité, on a utilisé le procédé de rodage par « abrasif libre ». Ce procédé utilise un abrasif dans un milieu chimique (liant) liquide ou pâteux pour garder les particules libres lors des rotations des plateaux. Le liant abrasif est directement injecté entre le substrat et le support de rodage en rotation. Les abrasifs libres permettent le rodage par enlèvement de matière. Par conséquent, il y a moins de tension sur la matière et le risque de déformation est moindre. L'abrasif utilisé est le carbure de silicium.

Lors du rodage, on peut contrôler l'épaisseur, le temps et la vitesse. Pour obtenir une épaisseur déterminée, on règle la hauteur du porte-lame à l'aide d'un comparateur. Par ce procédé, on a réalisé des rodages sur des substrats de YIG pour obtenir les épaisseurs de 50, 100, 200, 300 et 500  $\mu\text{m}$ .



**Fig. n°III.3 : Rodeuse automatique**

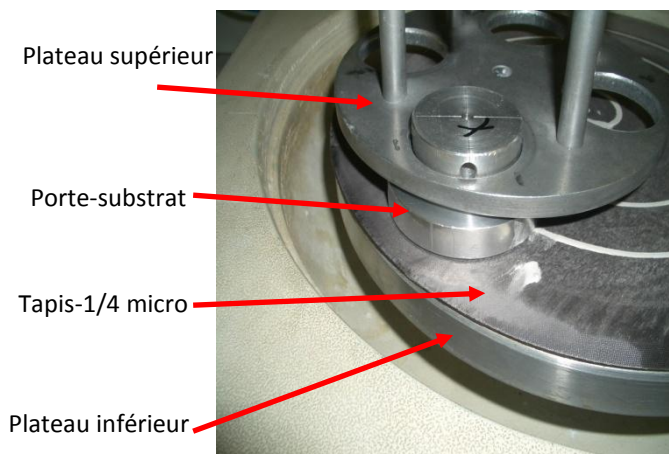
### **III.1.1.3 Polissage**

Les échantillons obtenus après rodage présentent un état de surface médiocre et la rugosité mesurée varie de 200 à 500 nm (la méthode de mesure sera décrite au paragraphe III.1.1.4) ; le polissage a donc pour but d'obtenir un état de surface de haute ou très haute qualité nécessaire à la réalisation d'inductance planaire par photolithographie. C'est donc une opération de finition ou de superfinition.

Pour obtenir un état de surface de haute qualité, nous avons utilisé un polissage à la suspension diamantée 250 nm. Le polissage à la suspension diamantée utilise l'action mécanique d'abrasion. Le frottement de grains de matériaux plus durs (diamant) que le matériau à polir permet d'éroder celui-ci avec précision. Il est nécessaire d'utiliser dans ce cas un fluide abrasif qui joue à la fois le rôle de lubrifiant et de refroidisseur.

Pour réaliser ce polissage, on utilise un tapis  $\frac{1}{4}$  de micron positionné sur le plateau inférieur de la polisseuse et sur lequel on vaporise la suspension diamantée. L'échantillon collé sur un porte-substrat est installé sur le plateau supérieur de la machine. Le polissage est réalisé par la mise en contact et en rotation des deux plateaux.

La qualité du polissage est fonction du diamètre des particules de la suspension mais aussi de la durée du polissage, de la pression entre les deux plateaux et de leur vitesse. Dans notre cas précis, la pression est réglée à 5 mbar, la vitesse à 70 tours/min et la durée à 22 minutes et l'état de surface obtenu est de très bonne qualité.



**Fig. n°III.4 : Polisseuse automatique**

L'état de surface des substrats obtenu après polissage doit être un véritable compromis entre l'adhérence des couches de cuivre sur ces substrats et la gravure du cuivre. En effet, on a noté durant des études que plus la rugosité du substrat est élevée, meilleure était l'adhérence des couches de cuivre sur ces substrats mais la gravure était moins bonne car elle n'était pas uniforme sur toute la surface (on rencontre des zones non gravées et des zones surgravées). Par contre, pour des surfaces de faible rugosité, la gravure est bonne mais l'adhérence l'est moins. En réalisant le polissage, on recherche un état de surface (rugosité) qui permette d'avoir une bonne adhérence et favorise une bonne gravure.

#### **III.1.1.4 Contrôle de l'état de surface des substrats**

La rugosité d'une surface peut être déterminée par la mesure d'un certain nombre de paramètres. Les plus classiques sont : le pic maximal  $R_p$  observé sur la longueur analysée ; le creux maximal  $R_c$  observé sur la longueur analysée ; la rugosité totale  $R_t$  correspondant à la somme du pic maximal et du creux maximal observé sur la longueur analysée et l'écart moyen  $R_a$  ou moyenne arithmétique des distances entre pics et creux successifs.  $R_a$  correspond à la différence entre cette distance moyenne et la "ligne centrale". Ce paramètre "moyen" permet de donner une indication générale résumant les autres paramètres de rugosité d'une surface donnée, et est par conséquent fréquemment utilisé.

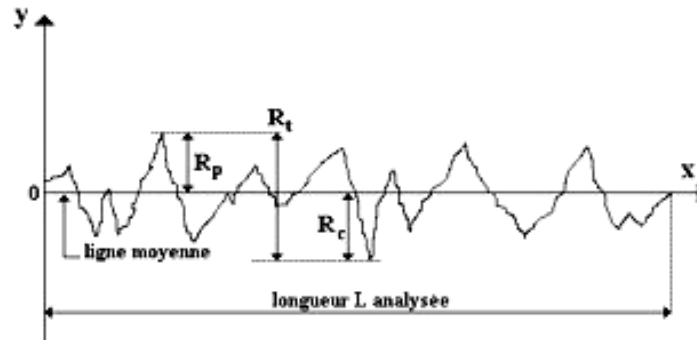


Fig. n°III.5 : Paramètres de mesure de rugosité

Les instruments de mesure normalisés sont des systèmes à contact constitués d'une plate forme d'avance et d'un palpeur qui balaye la pièce suivant une direction donnée, et sur une certaine longueur. Tout commence donc par l'acquisition d'un profil, auquel on applique ensuite toutes sortes de formules mathématiques pour en extraire différents paramètres.

Nous avons effectué des mesures au profilomètre et à l'AFM (Microscope à Force atomique). La figure III.6 donne les deux profils de mesure obtenus.

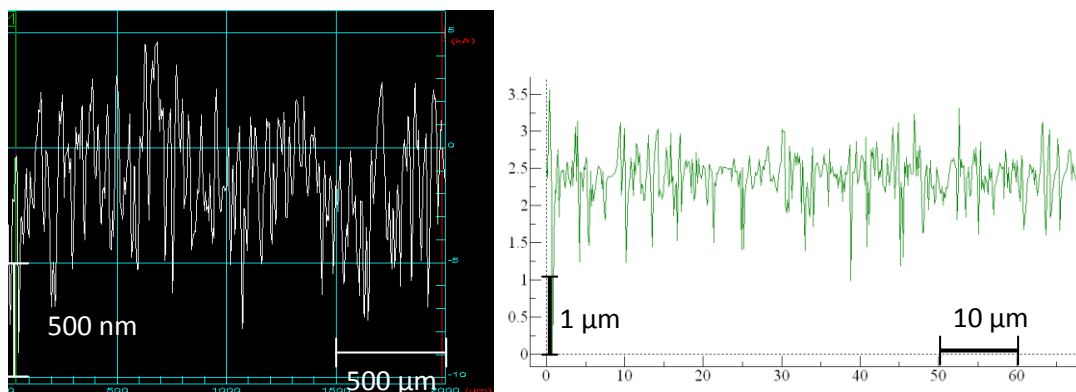
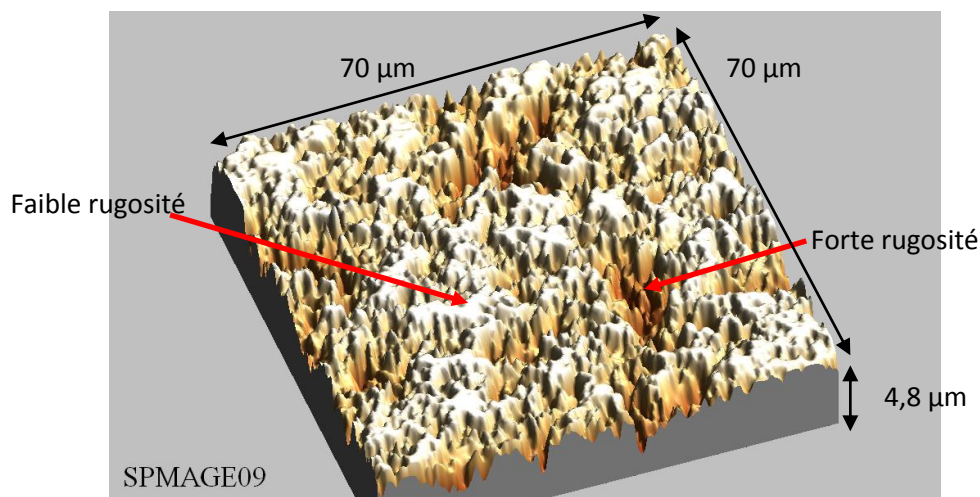


Fig. n°III.6 : Profil d'un échantillon après polissage : a°) au profilomètre, b°) à l'AFM

Sur le profilomètre utilisé, le palpeur est une pointe de 5  $\mu\text{m}$  de diamètre. Cela signifie qu'elle ne peut détecter des cavités de largeur inférieure à 5  $\mu\text{m}$ . Ceci justifie donc un profil assez grossier et une analyse sur une distance plus grande de 2000  $\mu\text{m}$  (figure III.6a). Pour le profil ci-dessus, la rugosité mesurée est de l'ordre de 200 nm.

L'AFM utilise aussi un système permettant de palper la surface de l'échantillon. La méthode est basée sur l'utilisation de pointe très fines (quelques nanomètres) permettant d'avoir une très bonne résolution et de visualiser des aspérités invisibles au profilomètre. La figure III.6b montre un profil bien détaillé de la surface. La rugosité de cet échantillon mesurée à l'AFM est de l'ordre de 250 nm.

Il faut noter que les deux valeurs de la rugosité mesurées au profilomètre et à l'AFM sont voisines mais ce ne sont que des moyennes. La surface peut cacher des défauts qui ne sont pas visibles sur un profil. Pour nous rendre compte de ce que peut cacher une surface polie, il faut une représentation trois dimensions de cette surface. La figure III.7 donne l'image trois dimensions de la surface d'un substrat de YIG.



**Fig. n°III.7 : Profil 3-D de la surface d'un substrat de YIG par AFM**

On note que la surface présente des rugosités différentes selon la position sur l'échantillon. Ainsi, l'adhérence ou la gravure obtenues peuvent être différentes selon l'emplacement sur l'échantillon.

Bien que la connaissance de la morphologie du substrat de YIG informe sur l'état de sa surface, elle ne fournit aucune information sur sa structure ou sur ses propriétés magnétiques. Pour avoir les informations sur la structure cristallographique du YIG et sur ces propriétés magnétiques, nous avons réalisé une diffractométrie de rayons X et une magnéto-métrie à échantillon vibrant.

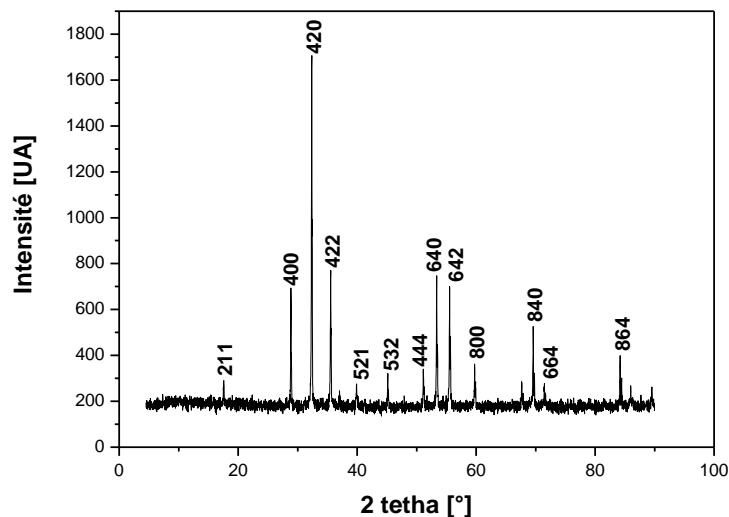
### **III.1.1.5 Contrôle de la structure cristallographique du YIG**

Nous avons fait le choix d'utiliser des substrats de YIG commercial. Afin de déterminer la structure cristallographique du matériau, nous avons réalisé une diffractométrie de rayons X.

La diffraction des rayons X est une méthode très utilisée pour déterminer la nature et la structure d'un produit cristallisé. Elle est basée sur l'interaction entre la matière et les rayons X. La méthode générale consiste à envoyer des rayons X sur l'échantillon et de faire mesurer par un détecteur l'intensité des rayons en fonction de la direction selon différents



angles de mesures. Pour analyser l'échantillon sous tous les angles, on le fait tourner ou on fait tourner la source produisant les rayons X. Selon la direction de l'espace et le type de matériau cristallisé, on aura un flux plus ou moins important. Ces variations constituent le diagramme de diffraction du matériau et forment ainsi une véritable signature sa phase cristalline. Le diagramme mesuré sur un produit inconnu est comparé à des diagrammes stockés dans des bases de données des signatures pour identifier le produit. La figure III.8 montre le spectre de diffraction de rayons X d'un des substrats de YIG (ref. Y101). Ces plans de diffraction comparés au fichier de référence JCPDS 43-0507 du YIG montrent que les pics correspondent au  $Y_3Fe_5O_{12}$ . Il y a une bonne concordance avec le fichier de référence car par exemple le pic d'intensité maximale est obtenu pour le plan [420] correspondant à un angle de  $32,3^\circ$  comme dans le fichier de référence.



**Fig. n°III.8 : Diagramme RX d'un substrat de YIG**

### **III.1.1.6 Contrôle des propriétés magnétiques du YIG**

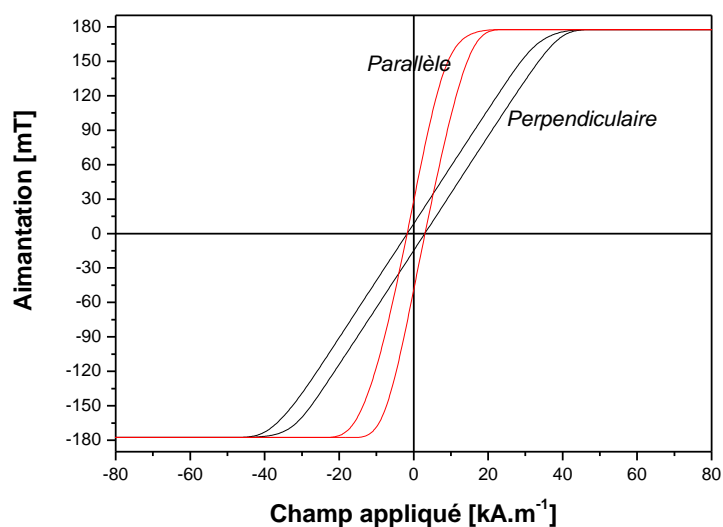
Les propriétés magnétiques des couches peuvent être mesurées par VSM (Vibrating Sample magnetometer ou Magnétométrie à échantillon Vibrant) mais aussi par effet Kerr.

Le VSM permet de mesurer l'aimantation en fonction d'un champ appliqué. Il permet donc d'obtenir le cycle d'hystérésis du matériau.

Le principe de mesure du VSM repose sur la mesure du flux induit par le déplacement périodique de fréquence  $f$  suivant l'axe vertical  $z$  d'un échantillon magnétique placé à l'intérieur d'une bobine supraconductrice. Les cycles d'hystérésis induits du VSM donnent dans notre cas le moment magnétique en « emu » en fonction de l'induction appliquée en

Tesla. Pour obtenir l'aimantation en Tesla à partir des « emu », il faut diviser le moment magnétique par le volume de l'échantillon.

A partir des mesures au VSM, on peut obtenir le champ coercitif, l'aimantation rémanente et l'aimantation à saturation. Les cycles d'Hystérésis du substrat de YIG obtenu par VSM sont présentés sur la figure III.9. Elle présente un cycle où le champ est perpendiculaire et un autre où le champ est parallèle au plan de l'échantillon.



**Fig. n°III.9 : Cycles d'Hystérésis d'un substrat de YIG**

Ces courbes montrent que même si la saturation est la même, il y a des différences dans la zone linéaire. Le matériau se sature rapidement avec un champ parallèle à la couche qu'avec un champ perpendiculaire à cause de l'anisotropie de forme. L'aimantation à saturation est de 177 mT et le champ coercitif est de 2,3 kA/m. Ce matériau présente donc un cycle d'hystérésis de forme classiquement rattachée aux matériaux doux et les valeurs de champ coercitif le confirme.

Après les différents traitements subis par les substrats de YIG (rodage, polissage, sciage) et le contrôle de leurs propriétés, nous atteignons le processus de fabrication des spirales proprement dit qui commence par la métallisation des substrats.

### III.1.2 Dépôt de cuivre

Les principales méthodes utilisées pour la réalisation de couches minces (conductrices ou isolantes) utilisent les techniques de dépôt en phase vapeur chimique (CVD

: Chemical Vapor Deposition) ou de dépôt en phase vapeur physique (PVD : Physical Vapor Deposition) [1].

Lors du dépôt CVD, le film est obtenu par réaction chimique entre la phase vapeur et le substrat chauffé. Les composés volatils du matériau à déposer sont donc dilués dans un gaz porteur et introduit dans une enceinte où sont placés les substrats. Les avantages de ce procédé sont : la qualité des couches déposées, un grand nombre d'éléments ou de composés chimiques déposés et la possibilité d'un dépôt sélectif. Par contre, le procédé présente plusieurs inconvénients. En effet, les films obtenus sont peu denses et souvent contaminés par des gaz très réactifs issus de la réaction chimique (hydrogène, fluor, chlore...). En outre tous les matériaux ne peuvent être déposés par CVD et le système de dépôt est relativement lourd à mettre en œuvre.

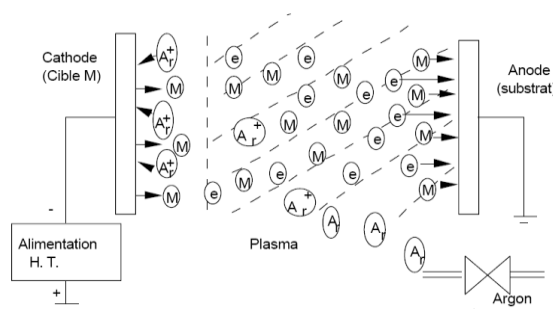
Le dépôt en phase vapeur physique (PVD) quant à lui présente beaucoup d'avantages. En effet, les couches minces obtenues par cette méthode sont denses, le processus est relativement plus facile à contrôler et peu de pollution. On distingue principalement trois méthodes de dépôt basées sur le dépôt en phase physique : l'évaporation, l'ablation laser et la pulvérisation cathodique [2]. C'est cette dernière méthode qui est utilisée au laboratoire.

Il existe différents types de systèmes de pulvérisation cathodique, suivant le mode de création du plasma ou la nature de la cible (conductrice ou isolante). On distingue principalement : la pulvérisation diode à courant continu, la pulvérisation triode, la pulvérisation avec cathodes magnétrons DC et la pulvérisation radiofréquence. Cette dernière méthode à laquelle on a ajouté l'effet magnétron est la technique utilisée au laboratoire pour le dépôt de plusieurs matériaux dont le cuivre. Ses avantages sont liés à l'uniformité des couches obtenues et à son rendement en matière élevé.

### **III.1.2.1 Principe de la pulvérisation cathodique radiofréquence**

La pulvérisation cathodique radiofréquence est le processus par lequel des particules sont arrachées d'une cible bombardée par des ions énergétiques et projetés sur un substrat disposé sur leurs parcours (figure III.10). Les ions de bombardement sont créés, le plus souvent, à partir de l'argon et le plasma est créé en appliquant une tension électrique haute fréquence entre la cible et le substrat.

Le dispositif est composé d'une enceinte à vide où règne une pression résiduelle, dans laquelle ont été disposées deux électrodes planes, cathode et anode, distante de quelques centimètres. La cathode froide, sur laquelle est fixée la cible, est reliée au pôle négatif d'un générateur de tension de quelques kilovolts. Le substrat est fixé sur l'anode qui est reliée à la masse. Après avoir fait le vide dans l'enceinte, on laisse remonter la pression jusqu'au environ de  $10^{-2}$  ou  $10^{-3}$  mbar en introduisant un flux contrôlé d'argon et en gardant un pompage dynamique pour maintenir une circulation de gaz pur. Une décharge électrique apparaît entre les électrodes lorsqu'une haute tension est appliquée entre elles. Le processus de dépôt est entretenu par le flux d'argon et amélioré par la disposition d'aimants au voisinage de la cible pour augmenter la chance des électrons d'ioniser les atomes d'argon.



**Fig. n°III.10 : Principe de la pulvérisation cathodique RF**

### III.1.2.2 Dispositif expérimental et principaux paramètres

Le dispositif expérimental est constitué d'une enceinte à vide et son groupe de pompage, d'un générateur RF associé à un adaptateur d'impédance et d'un ordinateur de contrôle et de pilotage (figure III.11). On associe à cet ensemble, les circuits de refroidissement, d'amenée d'argon et différents capteurs.

Les principaux paramètres du dépôt sont : la pression dans l'enceinte pendant le dépôt, la puissance du générateur pour le dépôt, le débit d'argon et la distance entre le substrat et la cible. Ces paramètres sont maintenus constants pendant les dépôts. La durée des dépôts permet d'obtenir différentes épaisseurs de cuivre. Les valeurs des différents paramètres sont précisées dans le tableau ci-après :

Pression de dépôt (.10 <sup>-3</sup> mbar)	Puissance de dépôt (W)	Débit d'argon (SCCM)	Distance cible-substrat (cm)
1 à 4	300	20	6,7

*Tableau n°III.1 : Principaux paramètres de dépôt*



*Fig. n°III.11 : Dispositif expérimental de pulvérisation cathodique RF*

Pour ce dispositif expérimental, la vitesse de dépôt du cuivre est d'environ 0,167  $\mu\text{m}\cdot\text{min}^{-1}$ . On obtient donc une épaisseur de 5  $\mu\text{m}$  au bout de 30 minutes.

### **III.1.2.3 Adhérence des couches de cuivre sur le substrat de YIG**

Le principal problème rencontré lors des premiers dépôts de cuivre était l'adhérence de ces films sur le substrat de YIG. On avait noté dans un certains nombre de cas une mauvaise adhérence qui conduit au décollement total ou partiel de la couche au moindre contact, à une gravure incomplète de certaines parties et une sur-gravure d'autres parties. Par ailleurs, à cause de cette fragile adhérence, la réalisation de bonding (soudure des contacts électriques) était très difficile car les couches s'arrachaient.

Les problèmes d'adhérence des couches minces sur le substrat sont liés d'une part aux propriétés des matériaux en regard et d'autre part aux forces d'interaction entre les deux surfaces [3]. Les propriétés responsables de l'adhérence sont la rugosité, l'élasticité et la viscoélasticité des matériaux. En termes de forces d'interactions, on cite les Forces de Van der Waals, capillaires et électrostatiques [4].

Bien que l'adhérence d'une couche mince dépende considérablement de la propreté de la surface sur laquelle le film est déposé, la rugosité du substrat joue un rôle important dans les mécanismes d'adhérence. Un substrat très lisse affecte la capacité d'adhérence de

la couche. Par contre, un substrat très rugueux possède une chance accrue de présenter des défauts de surface pouvant augmenter l'adhérence de la couche mince.

De plus, dans les couches minces, il existe toujours des contraintes qui sont responsables de la détérioration des couches ou du moins de la modification de leurs propriétés. Ces contraintes sont généralement divisées en deux groupes selon les phénomènes qui leurs donnent naissance : les contraintes intrinsèques liées au procédé de dépôt et les contraintes thermiques liées aux caractéristiques mécaniques et thermiques des matériaux en contact [5]. Ces contraintes conduisent à un décollement total ou partiel de la couche mince donc à un problème d'adhérence [6] [7].

L'amélioration de l'adhérence dans le cadre de nos travaux s'est orientée vers la propreté des substrats avant le dépôt et les effets liés à la rugosité.

Pour la mesure de l'adhérence qui doit fournir des informations aussi bien qualitatives que quantitatives. Il existe plusieurs méthodes de mesure. Le choix de l'une des méthodes tient à l'information qu'on veut obtenir. On citera : le scratch-test [6], les tests de traction [4] [6], les essais de gonflement-décollement [4] et le choc laser [4] [8].

Pour tester l'adhérence des couches de cuivre, nous avons utilisé le "tape method" variante du scratch-test qui consiste à appliquer une bande adhésive sur la surface de la couche mince. Cette bande est ensuite arrachée et examinée. Si le film est arraché, l'adhérence n'est pas suffisante pour la suite de la réalisation. S'il résiste, l'adhérence est de bonne qualité. Ce test est fait pour plusieurs valeurs de rugosité du substrat. Le tableau III.3 regroupe les résultats obtenus :

Ce tableau montre que les substrats ayant une rugosité supérieure à 100 nm permettent d'avoir une bonne adhérence.

Ce test a été réalisé sur plus d'une vingtaine d'échantillons mais il est très difficile de tirer une conclusion définitive en ce qui concerne la reproductibilité des résultats. En effet, les résultats dépendent beaucoup de l'endroit sur l'échantillon où le test a été réalisé. Ceci s'explique par le fait que malgré le polissage, l'état de surface de l'échantillon n'est pas très uniforme (figure III.7) de sorte que la rugosité est très variable selon les endroits. Pourtant, ce test a le mérite de nous fournir un bon indicateur sur l'adhérence des couches de cuivre.

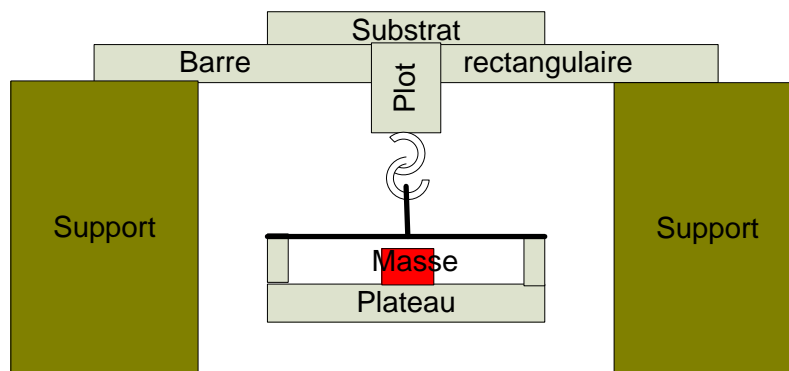
Rugosité (nm)	Tape test 1	Tape test 2
10	Léger décollage	Pas de décollement
54	Décollement	Décollement
83	Pas de décollement	Décollement
100	Pas de décollement	Pas de décollement
105	Pas de décollement	Pas de décollement
130	Pas de décollement	Pas de décollement

**Tableau n°III.2 : Principaux paramètres de dépôt**

Par ailleurs, ce test, bien qu'il nous fournisse des informations qualitatives sur l'adhérence, ne permet pas d'avoir des informations quantitatives sur la force d'adhérence.

Pour mettre une valeur sur l'adhérence, nous avons réalisé un essai de traction.

Le dispositif de traction comprend un plot circulaire collé au substrat et relié à un plateau sur lequel des masses marquées seront déposées.



**Fig. n°III.12 : Dispositif de traction**

Théoriquement, deux types de ruptures peuvent avoir lieu lors du test : les ruptures adhésives et les ruptures dites cohésives. Les ruptures cohésives sont celles qui ont lieu dans les matériaux qui sont la colle ou le cuivre. Si une telle rupture a lieu, cela veut dire que la force appliquée est supérieure à la force des liaisons chimiques dans la colle ou le cuivre. Ce type de rupture ne nous intéresse pas. Néanmoins, il nous renseigne sur le fait que l'adhérence est supérieure aux liaisons chimiques du cuivre dans la couche ou que la colle est mal choisie. Les ruptures adhésives ont lieu à l'interface des matériaux en présence. Ces interfaces sont : substrat/cuivre, cuivre/colle et colle/plot. Si la rupture a lieu à l'interface cuivre/colle ou colle/plot, on retiendra que la force d'adhérence est supérieure à la force mesurée. Pour avoir une idée plus précise sur l'adhérence, il est nécessaire d'utiliser une

colle plus adhérente. Par contre, si la rupture se produit à l'interface substrat/cuivre, la force mesurée est la force d'adhérence entre le cuivre et le substrat.

Connaissant la masse à la rupture, on peut calculer l'adhérence (force par unité de surface) par la formule :

$$A \text{ (MPa)} = \frac{mg}{\frac{\pi d^2}{4}} \quad \text{III.1}$$

Où m est la masse, g la pesanteur et d le diamètre du plot.

Les résultats sont les suivants :

	Test 1	Test 2
<b>Dépôt (µm)</b>	3,3	3,3
<b>Masse (kg)</b>	15	12
<b>A (MPa)</b>	0,8	0,7

*Tableau n°III.3 : Paramètres d'adhérence*

Les résultats du tableau III.3 montrent que l'adhérence d'une couche mince de cuivre est de l'ordre du MPa et que les ruptures sont adhésives car elles ont lieu à l'interface substrat/cuivre.

Ce test simple à mettre en œuvre nous a permis de mettre une valeur sur l'adhérence d'une couche de cuivre. Il faut noter que les résultats obtenus sont très localisés car nous avons vu que la rugosité d'un substrat n'était pas la même sur toute la surface.

Par le "tape method" ou par le test de traction, nous avons lié l'adhérence avec la rugosité. Les résultats obtenus montrent que pour de fortes rugosités (typiquement supérieure à 80 nm), l'adhérence des couches de cuivre sur les substrats était bonne. Mais ces tests ont aussi prouvé que les résultats obtenus sont très localisés du fait que la surface des substrats après polissage n'est pas très uniforme (fig.III.7).

Pour avoir des résultats plus précis sur le lien entre la rugosité et l'adhérence des couches, il faut avoir une surface très homogène. L'usinage mécanique (polissage par abrasion mécanique) n'a pas permis d'avoir ce résultat. Pour y parvenir, il faut envisager une attaque chimique de la surface des échantillons. Cette solution n'a pas été abordée dans ce travail mais constitue une perspective intéressante pour la suite de ce travail.



### III.1.2.4 Résistivité des couches de cuivre

Nous avons aussi mesuré la résistivité des couches minces de cuivre pour la comparer à la résistivité du cuivre massif afin d'évaluer les valeurs des résistances que nous allons mesurer. Cette mesure est faite par la méthode de Van der Pauw. Pour cela, on dispose quatre points en carré sur les bords de la couche et on numérote les côtés de 1 à 4.

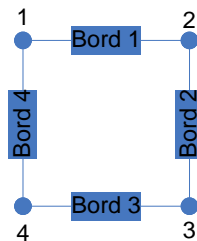


Fig. n°III.13 : Diagramme de mesure quatre points de la résistivité

On injecte le courant entre les deux points du bord 1 et on mesure la tension sur le bord 3 opposé. On injecte ensuite le courant entre les deux points du bord 4 et on mesure la tension sur le bord 2. On applique alors la loi d'Ohm pour calculer les résistances  $R_{12,34}$  et  $R_{14,23}$ . La résistivité  $\rho$  est la solution à l'équation dite de Van der Pauw :

$$\exp\left(\frac{-\pi \cdot e}{\rho} R_{12,34}\right) + \exp\left(\frac{-\pi \cdot e}{\rho} R_{14,23}\right) = 1 \quad \text{III.2}$$

Dans la configuration carrée,  $R_{12,34} = R_{14,23} = R$  et l'équation de Van der Pauw se simplifie :

$$\exp\left(\frac{-\pi \cdot e}{\rho} R_{12,34}\right) = \frac{1}{2} \quad \text{III.3}$$

On en déduit la résistivité :

$$\rho = \frac{\pi e}{\ln 2} R \quad \text{III.4}$$

Les résultats obtenus sont les suivants :

Rugosité du substrat (nm)	Epaisseur du cuivre ( $\mu\text{m}$ )	Résistance mesurée (m $\Omega$ )	Résistivité ( $\cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ )
90	4,5	1,30	2,65

Tableau n°III.4 : Résistivité d'une couche de cuivre

Ces résultats montrent que la résistivité équivalente des couches minces de cuivre déposées par pulvérisation RF est supérieure à la résistivité réelle du cuivre massif ( $1,7 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$ ). Cela s'explique par des défauts (généralement des trous) dans la couche mince et par

les effets de bords. Il faut noter que si les épaisseurs deviennent importantes, la résistivité des couches tend vers la résistivité du matériau massif.

### **III.1.2.5 Bilan**

La pulvérisation cathodique RF est la méthode utilisée au DIOM pour la réalisation des couches minces de cuivre qui constituent la partie conductrice de l'inductance. L'adhérence de ces couches de cuivre sur les substrats de YIG est la principale difficulté rencontrée lors de ces réalisations. Les tests d'adhérence effectués montrent que l'utilisation des substrats plus rugueux permet d'avoir une assez bonne adhérence. Mais on a noté que de fortes rugosités avaient une influence négative sur la gravure. Des tests électriques réalisés sur le cuivre montrent que le cuivre dans la configuration couche mince est 1,5 fois plus résistif que le cuivre massif pour les épaisseurs utilisées dans ce travail.

### **III.1.3 Photolithographie**

La réalisation de la spirale est obtenue par photolithographie en salle blanche (LHC). La photolithographie est un des procédés permettant de transférer le motif d'un masque sur un substrat. Le principe de la photolithographie s'apparente à la photographie ordinaire et est comparable à la technique utilisée en circuit imprimé sauf qu'ici, elle est plus précise et permet d'avoir des dimensions micrométriques. Toutes les étapes microtechnologiques commencent donc par la fabrication d'un masque.

#### **III.1.3.1 Masque**

Le masque est constitué d'un matériau transparent vis-à-vis de la lumière et particulièrement des UV sur lequel sont imprimés les motifs à transférer. Les motifs sont généralement imprimés en noir pour ne pas laisser passer les UV.

Le matériau du masque peut être du plastique ; on parle alors de masque souple. Son seul intérêt est son coût de fabrication faible. Il est moins précis et les dimensions des motifs sont le plus souvent supérieures à 70 $\mu$ m.

Pour atteindre de faibles dimensions, on utilise deux types de masques : le masque haute pureté en quartz d'un coût plus élevé car de très bonne qualité et le masque verre (Soda Line : SL) dont le prix est de quelques centaines d'euros.

Le masque utilisé pour ce travail correspond à cette dernière version. Il fait quatre pouces avec un espace utile de trois pouces et contient plusieurs répliques de la spirale à fabriquer. C'est avec ce masque que la photolithographie sera réalisée.

### **III.1.3.2 Etapes de photolithographie**

Les différentes étapes de microtechnologie en salle blanche peuvent se résumer à : le nettoyage des substrats, le dépôt de la résine, sa cuisson, l'insolation et le développement. Mais ces étapes dépendent du type de résine utilisé.

La résine est un composé organique (généralement des polymères thermoplastiques) dont la solubilité est affectée par le rayonnement UV. Il existe deux types de résines : les résines négatives et les résines positives. Pour les résines négatives, le rayonnement ultraviolet entraîne une polymérisation des zones exposées, conférant ainsi à ces zones une tenue particulière au solvant de révélation alors que les parties non insolées disparaissent sélectivement dans ce solvant. Pour les résines positives, le rayonnement UV entraîne une rupture des macromolécules, d'où une solubilité accrue des zones exposées dans le révélateur. Nous utilisons les deux types de résines : la SU-8 (résine négative) et la SPR 505A (résine positive). La SPR 505A est utilisée dans la réalisation de l'inductance proprement dite tandis que la SU-8 est actuellement utilisée pour réaliser le via horizontal qui relie le plot central au plot extérieur. Le tableau III.5 résume les étapes de la réalisation en s'appuyant sur la SPR 505A.

<b>Etapes</b>	<b>Actions</b>
<b>Nettoyage des substrats</b>	Bain d'acétone, d'alcool et rinçage à l'eau pure
<b>Dépôt de la résine</b>	5000 tr/min pendant 30 secondes
<b>Recuit 1</b>	110°C pendant 90 secondes Refroidissement à la température de la salle
<b>Insolation</b>	Alignement et insolation pendant 12 secondes
<b>Recuit 2</b>	110°C pendant 90s
<b>Développement</b>	Bain révélateur MF 310 environ 1 minute
<b>Recuit 3</b>	110°C pendant 4 min

**Tableau n°III.5 : Les différentes étapes microtechnologiques**

#### **A°) Nettoyage des substrats**

Le nettoyage des échantillons est une étape très importante car ils sont pollués après les différentes opérations qu'ils ont subies. Il faut les nettoyer pour avoir une bonne

adhérence de la résine et éliminer toutes les particules qui pourraient détériorer la qualité des motifs à transférer. Ce nettoyage se fait par ultrasons dans des bacs d'acétone et d'alcool.

Le principe du nettoyage par ultrasons consiste à utiliser des ondes de hautes fréquences (typiquement 40kHz) générées et envoyées par un générateur vers un transducteur. Ce dernier les propage mécaniquement à l'intérieur de la cuve. Dans un milieu liquide, la cavitation est le phénomène prépondérant induit par les ultrasons. La cavitation est à l'origine de la formation de millions de bulles microscopiques de gaz. L'implosion de ces micro-bulles produit des ondes de pressions nettement supérieures à la pression atmosphérique et une élévation locale de température de plusieurs degrés. Cet effet exerce un nettoyage moléculaire, éliminant les impuretés, souillures et saletés des pièces ou du matériel à nettoyer. Le nettoyage est donc réalisé partout où la solution de nettoyage est en contact avec la surface.

Ce nettoyage avec ultrasons a été réalisé pendant 10 minutes dans un bain d'acétone puis dans un bain d'éthanol. Les échantillons sont ensuite rincés dans une cascade d'eau ultra pure contenue dans deux bacs pendant 5 minutes pour chaque bac en commençant par le bac où le courant est le plus fort. Ils sont ensuite séchés en utilisant un flux d'azote.

### ***B°) Dépôt de la résine photosensible***

Après ce nettoyage, le dépôt de résine s'effectue par centrifugation au moyen d'une tournette composée d'un système permettant la mise en rotation à grande vitesse de l'échantillon et d'un système de maintien par aspiration de l'échantillon solidaire du plateau en rotation. L'épaisseur finale de la couche de résine est principalement fonction de la quantité de résine déposée sur l'échantillon, de sa viscosité et des conditions de rotation (accélération, vitesse, temps).

Pour la résine SPR 505 A, 1 ml est déposé au centre du substrat et la tournette est mise en rotation pendant 30 secondes à 5000 tr/min. On obtient une épaisseur d'environ 500 nm de résine sur le substrat. Il est possible d'utiliser un promoteur d'adhérence, le Surpass 4000 (0.5 ml et mêmes conditions de dépôt), qui comme son nom l'indique permet d'améliorer l'adhérence de la résine sur le substrat.

**C°) Recuit 1**

La résine photosensible reste très visqueuse après son étalement. Pour réaliser l'insolation par contact avec le masque, elle est durcie sur une plaque chauffante ou dans un four de façon à éliminer toutes traces de solvant. La durée et les températures de ce recuit dépendent de la résine utilisée. Le recuit de la SPR 505A se fait à 110°C pendant 90 secondes sur une plaque chauffante et le refroidissement se fait à température ambiante.

**D°) Insolation**

L'insolation est l'opération qui consiste à exposer la couche de résine au rayonnement UV au travers du masque. La résine se trouvant à l'emplacement des parties noires du masque ne sera pas insolée tandis que la résine située dans les parties transparentes sera intensément insolée.

L'exposition aux UV a des effets complètement opposés en fonction du type de résine. Pour la SPR 505A, l'exposition aux UV va permettre de dissoudre la résine dans les zones exposées, les parties non exposées étant protégées.

L'opération d'insolation dure 12 secondes. Pour garantir une bonne insolation, le masque doit être correctement aligné et plaqué contre la couche de résine. De cette insolation dépend la bonne reproduction du dessin du masque.

**E°) Recuit 2**

L'objet de ce recuit réalisé après l'insolation est d'accroître la vitesse de la rupture macromoléculaire qui a lieu dans la résine à cause de l'insolation. La chaleur fournie durant ce recuit agit comme un catalyseur pour accélérer les réactions. Ce recuit est fait à la température de 110°C pendant 90 secondes au four lorsqu'on utilise la SPR 505A. Le refroidissement est fait à la température ambiante.

**F°) Développement**

Nous avons vu qu'après insolation, la résine pouvait disparaître sélectivement. La localisation de ces parties est fonction du type de résine. L'opération consistant à enlever la résine dans certaines parties est le développement ou révélation. Elle se déroule dans un bain de révélateur. On utilise le MF 310 pour développer la SPR 505A et l'opération dure en moyenne une minute.

Généralement, le contrôle du développement se fait de visu. On agite l'échantillon dans le bain, jusqu'à la disparition des traces laissées par la résine. Pour arrêter les réactions, on réalise un rinçage par jet d'eau pure puis dans le bac d'eau pure pendant environ deux minutes. Les échantillons sont finalement séchés par flux d'azote.

### **G°) Recuit 3**

Ce dernier recuit a pour but de densifier la SPR 505A avant la gravure pour éviter que le produit (de gravure) ne pénètre dans la résine et affecte ainsi la qualité de la gravure. Avec la SPR 505A, ce recuit est réalisé à 110°C pendant 4 minutes au four.

Après le recuit3, on obtient les motifs de l'inductance où apparaît le cuivre à graver. La gravure est donc la prochaine étape de la réalisation.

## **III.1.4 Gravure**

La gravure est l'opération qui permet de faire apparaître les pistes conductrices de l'inductance après les étapes de microtechnologie en salle blanche. L'objectif de la gravure est donc l'enlèvement sélectif du matériau de la couche conductrice. On réalise généralement deux types de gravure : la gravure sèche et la gravure humide.

### **III.1.4.1 Gravure sèche**

La gravure sèche est en faite une gravure plasma qui fait intervenir les effets du bombardement d'ions à la surface de l'échantillon et/ou les effets des réactions chimiques entre le plasma et l'échantillon (Cf. B-2.2 du paragraphe I.2.2.1 du chapitre I).

Ce type de gravure est utilisé lorsque les dimensions sont faibles. Mais sa mise en œuvre est difficile, particulièrement sur la fin de la gravure et l'extraction des particules issues de la gravure.

### **III.1.4.2 Gravure humide**

La gravure humide se fait par attaque chimique en solution aqueuse (Cf. B-2.1 du paragraphe I.2.2.1 du chapitre I). En fonction de la concentration de la solution, la vitesse de gravure est plus ou moins importante.

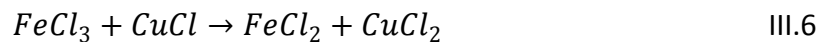
Ce type de gravure est très utilisé car il est relativement facile à mettre en œuvre et un grand nombre d'échantillons peut être traité en même temps.

La gravure humide a été choisie dans le cadre de nos réalisations à cause de cette facilité de mise en œuvre ci-dessus évoquée. En outre, ce type de gravure est très sélectif et à un coup faible. Mais la qualité de la gravure dépend d'un grand nombre de paramètres.

Comme les pistes sont en cuivre, le produit chimique le mieux indiqué et qui produit de bons résultats en microélectronique est le perchlorure de fer ( $FeCl_3$ ). En solution aqueuse, le perchlorure de fer est un acide très corrosif. L'attaque des métaux d'une manière générale et le cuivre en particulier par le perchlorure de fer est une réaction d'oxydoréduction :



Puis



Les paramètres qui contrôlent directement la durée de gravure sont la concentration et la température de la solution.

En termes de concentration, les différents tests ont montré qu'une dilution 50% perchlorure et 50% d'eau permet d'avoir une bonne gravure. La durée de la gravure dépend de l'épaisseur du cuivre. La durée moyenne est de l'ordre de deux minutes. Quant à la température, la gravure au perchlorure de fer se fait dans un bain tiède. Les tests ont montré que la température de 30°C permet de réduire la durée de la gravure (environ 2 minutes).

Mais le facteur le plus important n'est pas la vitesse mais la qualité de la gravure. On entend par qualité, l'uniformité de la gravure sur toute la surface de l'échantillon. Il faut que le perchlorure grave le cuivre de la même façon (même vitesse) partout. Le paramètre est ici la rugosité de la surface à graver. En effet, nous avons vu que, pour améliorer l'adhérence du cuivre sur le YIG, la rugosité devrait être supérieure à 80 nm (§ III.1.23). On est donc souvent tenté de prendre des substrats ayant de fortes rugosités mais la gravure des échantillons de rugosité élevée n'est pas du tout uniforme. On rencontre des parties non gravées et des parties surgravées pour la même durée. Ceci s'explique par le fait qu'une surface avec une forte rugosité a plus de chance d'avoir des défauts qui permettent au produit de gravure de pénétrer un peu plus dans la couche pour graver plus rapidement à ces endroits. Pour tenir

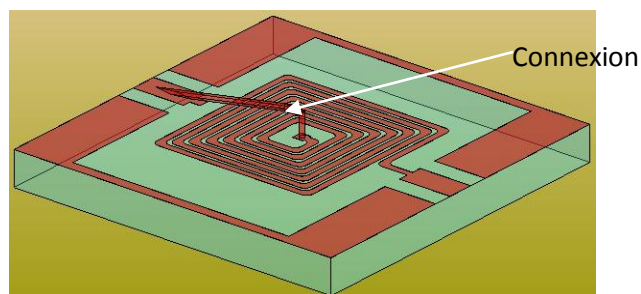
compte de cet effet, nous avons donc limité la rugosité des substrats à 120 nm. C'est le meilleur compromis entre l'adhérence et la qualité de la gravure.

Après gravure, les échantillons obtenus ne sont pas encore mesurables car il n'y a pas de liaison électrique entre le plot central de la spirale et le plot extérieur (fig. n°III.14). L'étape suivante de la réalisation est la fabrication de cette connexion.

### III.1.5 Connexion du plot central au plot extérieur

La réalisation de la connexion entre le plot central et le plot extérieur de la spirale est une étape importante de la réalisation car sans cette connexion, les mesures ne peuvent pas être réalisées en hautes fréquences. En effet, les mesures de l'inductance, de la résistance et du facteur de qualité des structures sont faites à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau en utilisant des sondes picoprobes de types GSG (Ground Signal Ground) disposées sur les plots extérieurs et le plan de masse. Une connexion est obligatoire pour réaliser la liaison électrique du centre vers l'extérieur (figure III.14).

Pour réaliser cette liaison électrique, nous proposons deux solutions : le bonding et un conducteur horizontal isolé de la spirale.



*Fig. n°III.14 : Définition de la spirale carrée*

#### III.1.5.1 Connexion par bonding

Le bonding est généralement un fil d'or ou d'aluminium soudé par ultrasons pour connecter entre eux des composants MEMS ou pour mettre ces composants dans un boîtier standard (fig. n°III.14).

L'or est très ductile et peut donc être tréfilé jusqu'à des diamètres extrêmement fins. Les fils d'or utilisés ont subi un traitement pour les rendre un peu plus durs et rigides pour



### ***Inductances intégrées : procédés de fabrication***

éliminer le risque d'affaissement après connexion. On trouve sur le marché des fils de diamètre de 7,5  $\mu\text{m}$  jusqu'à 50  $\mu\text{m}$ .

Les fils d'aluminium utilisés sont généralement dopés à 1% de silicium pour faciliter leur tréfilage. Ils sont exclusivement réservés à la soudure aux ultrasons. Ils sont disponibles depuis 17,5  $\mu\text{m}$  jusqu'à plus de 125  $\mu\text{m}$ . C'est ce dernier type de conducteur qui a été choisi pour la réalisation du bonding. Le conducteur d'aluminium utilisé fait 25  $\mu\text{m}$  de diamètre.

Pour la soudure aux ultrasons, l'énergie au niveau de la soudure est apportée par l'entretien de micro-vibrations à 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. L'avantage principal de cette soudure est de travailler à froid car l'échauffement n'est que très localisé.

La forme de soudure utilisée est le wedge bonding. C'est une soudure par poinçon où le fil arrive tangentiellement alors que l'outil se déplace verticalement. La première connexion est réalisée par soudage-pressage puis l'outil remonte pour former la boucle. La seconde connexion est réalisée de la même manière.

La technique du bonding est très intéressante en ce sens qu'elle est relativement facile à réaliser et d'un coût modeste. Mais le problème majeur qu'elle pose est lié à sa réalisation lorsqu'on utilise une inductance ayant deux couches de matériau magnétique en dessous et au-dessus de la spirale (figure III.1b). Le bonding devient rapidement difficile à réaliser et peu pratique. Ce problème est alors résolu par la fabrication d'un via horizontal qui sera lui réalisé entièrement par photolithographie.

#### ***III.1.5.2 Connexion par via horizontal***

Ce que nous appelons via horizontal est une piste conductrice réalisée en cuivre par photolithographie pour relier le plot central et le plot extérieur comme le montre la figure III.15.

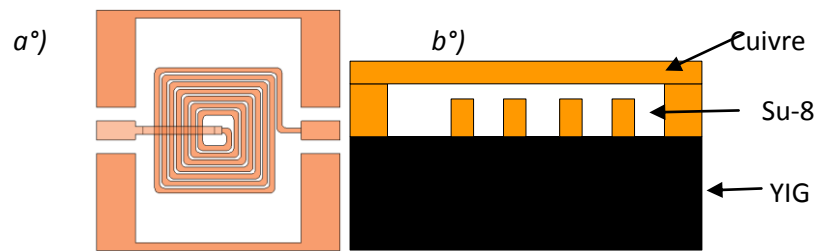


Fig. n°III.15 : Inductance avec via horizontal ; a°) vue de dessus, b°) vue en coupe 1/4

On peut résumer la réalisation de ce via horizontal en quatre étapes successives.

#### A°) Réalisation de l'inductance

Avant de réaliser le via horizontal, il faut fabriquer l'inductance elle-même. Cette inductance est réalisée par photolithographie classique en utilisant la résine SPR 505A comme nous l'avons décrit au titre III.1.3. On obtient alors la spirale plus le plan de masse.

#### B°) Isolement de la spirale

Pour faire passer le conducteur qui doit relier les deux plots, il faut isoler électriquement la spirale. Cet isolement est réalisé par photolithographie en utilisant une résine épaisse la SU-8. On réalise aussi pendant cette étape, une sorte de coffrage destinée à accueillir les liaisons électriques verticales au niveau des plots et du plan de masse. On utilise pour cette étape, un masque constitué des plots à relier et du plan de masse comme le montre la figure 16a. Après révélation, le cuivre est visible à ces endroits.



Fig. n°III.16 : Masque pour via ; a°) coffrage pour plot, b°) via horizontal

#### C°) Dépôt de cuivre

Après l'étape de photolithographie, on effectue un dépôt de cuivre par pulvérisation cathodique RF. Le cuivre va se déposer partout mais aussi dans les coffrages qui doivent être remplis constituant ainsi des contacts électriques au niveau des plots et du plan de masse. Pour espérer remplir correctement, les coffrages, il faut réaliser une couche épaisse de cuivre d'environ 30  $\mu\text{m}$  sachant que la résine doit faire environ 20  $\mu\text{m}$ .

#### **D°) Réalisation du via**

Pour réaliser le via proprement dit, on réalise une photolithographie avec le masque de la figure III.16b en utilisant la SPR 505A (titre III.1.3). On obtient alors l'inductance avec les plots reliés par un via horizontal (Fig. n°III.15).

Plusieurs essais de réalisation du via horizontal ont été effectués mais à ce jour aucune inductance entièrement fabriquée par cette méthode et mesurable n'a été fabriquée. Ceci est dû à la complexité de mise en œuvre des étapes photolithographiques avec la résine SU-8. Les procédés sont encore en cours d'expérimentation.

Nous avons vu dans la partie qui précède comment fabriquer une inductance intégrée en associant les techniques de micro-usinage de surface, la photolithographie, la gravure et la microsoudure. Dans la partie qui suit, nous allons utiliser ces techniques pour la fabrication des deux types d'inductances choisis : une inductance avec une couche de YIG et l'autre avec deux couches.

### **III.2 REALISATION D'UNE INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATERIAU MAGNETIQUE**

#### **III.2.1 Intérêt d'une inductance à une couche de matériau magnétique**

Une inductance avec une couche de matériau magnétique est une inductance constituée d'un substrat de verre sur lequel on a collé un substrat de YIG d'épaisseur variable et d'une spirale réalisée sur l'autre face du YIG par photolithographie. L'intérêt de réaliser ce type de structure est d'augmenter la valeur d'inductance d'un certain coefficient par rapport à une inductance sans matériau magnétique. Cette inductance pourra servir ensuite de base pour la réalisation d'inductances double couche de matériau magnétique et de transformateur. La réalisation d'une telle inductance permet ensuite :

- d'étudier expérimentalement l'influence de la fréquence sur les principales caractéristiques d'une inductance à savoir la valeur de l'inductance, le facteur de qualité et la résistance ;
- d'étudier l'influence de l'épaisseur du matériau magnétique sur les caractéristiques de l'inductance ;


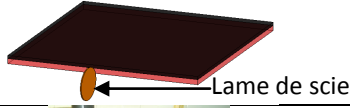


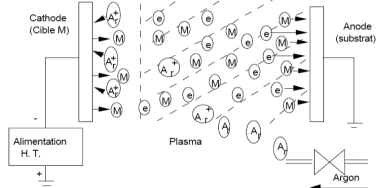

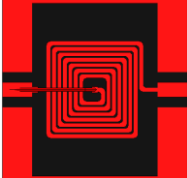
- de comparer résultats de simulation et résultats expérimentaux.

Ces trois points constituent les étapes clefs pour valider l'inductance une couche de matériau magnétique.

### III.2.2 Etapes de la réalisation

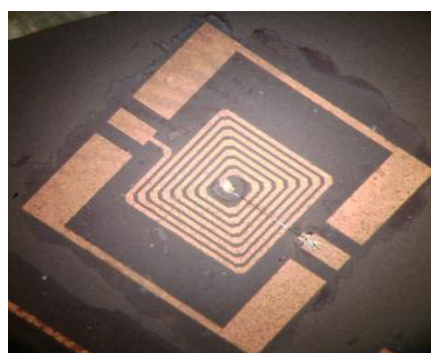
Le tableau III.6 résume les différentes étapes de fabrication d'une inductance avec une couche de matériau magnétique.

Pour réaliser des inductances à une couche de matériau magnétique avec différentes épaisseurs, on effectue tout d'abord les micro-usinages de surface notamment le rodage pour obtenir les différentes épaisseurs (III.1.1.2), le polissage pour avoir un bon état de surface (III.1.1.3). Puis on effectue le dépôt de cuivre par pulvérisation cathodique RF (III.1.2). La photolithographie (III.1.3) et la gravure (III.1.4) sont réalisées avec les paramètres expérimentaux cités dans les différentes parties. La photolithographie classique est réalisée avec la résine SPR 505A. Pour relier électriquement les plots, on a opté pour le wedge bonding (III.1.5.1) car il est simple à réaliser pour ce type d'inductance.

Etapas	Diagrammes ou photos
1°) Collage du substrat YIG sur le substrat de verre	
2°) Sciage des deux substrats collés	
3°) Rodage pour obtenir l'épaisseur souhaitée de matériau magnétique	
4°) Polissage pour obtenir un état de surface acceptable	
5°) Dépôt de cuivre	
6°) Photolithographie + Gravure	
8°) Réalisation du bonding	

**Tableau n°III.6 : Synthèse de la réalisation d'une inductance une couche**

Par cette méthode, des dispositifs avec les épaisseurs suivantes de YIG ont été réalisées : 50, 100, 200, 300, 500, 1000  $\mu\text{m}$ . A chaque substrat correspondent 6 inductances. La figure ci-après présente une photo de cette inductance.



**Fig. n°III.17 : Inductance une couche de YIG avec bonding**

### III.3 REALISATION D'UNE INDUCTANCE AVEC DEUX COUCHES DE MATERIAU MAGNETIQUE

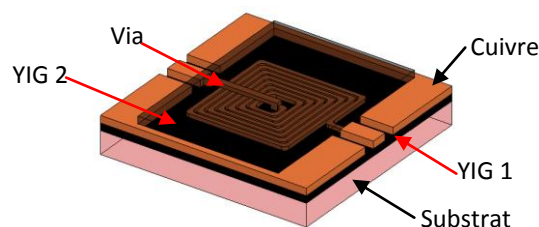
Une inductance avec deux couches de matériau magnétique est une inductance dont la partie active est constituée d'une spirale prise en sandwich entre deux couches de matériau magnétique. Il y a donc une couche de matériau magnétique en dessous (inductance à une couche de YIG) et une autre au-dessus. L'intérêt d'ajouter cette deuxième couche est d'accroître les performances de la structure et obtenir un gain proche de la perméabilité  $\mu_r$  du matériau magnétique.

La réalisation d'une telle inductance est complexe car elle nécessite la réalisation d'une connexion entre le plot central et le plot extérieur alors que la couche supérieure du matériau magnétique se trouve au-dessus de la spirale. Nous allons donc dans un premier temps proposer différentes solutions pour connecter les plots puis, dans un second temps, présenter les étapes de la réalisation.

#### III.3.1 Solutions pour connecter les deux plots

L'idée que nous préconisons pour réaliser l'inductance avec deux couches de matériau magnétique est de rapporter la seconde couche par collage sur une inductance à une couche de YIG. Comme nous l'avons vu dans la partie consacrée à l'inductance avec une couche de matériau magnétique, il y a deux solutions pour connecter les plots : le via horizontal et le bonding. Mais compte tenu de la spécificité de cette structure, il faut complètement repenser ces solutions.

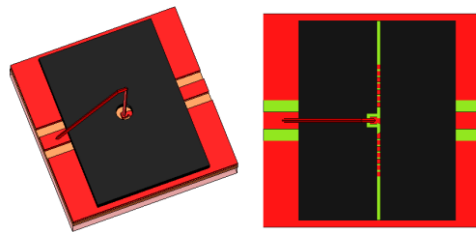
La solution via horizontal semble la plus simple à réaliser car en partant d'une inductance à une couche de YIG avec via horizontal, on rapportera simplement par collage la seconde couche de YIG.



*Fig. n°III.18 : Inductance deux couches de YIG et avec Via horizontal*

Mais cette solution est en réalité difficile à mettre en œuvre à cause de la complexité de mise en œuvre de la résine SU-8. Nous ne maîtrisons pas encore l'ensemble des paramètres pour réaliser un tel conducteur isolé.

La solution qui consiste à utiliser le bonding pour relier les plots sur une structure double couche de YIG est envisageable lorsqu'on peut prévoir une place dans la couche supérieure pour y souder le bonding. Ceci est réalisé par le perçage d'un trou ou d'une encoche dans le YIG. La figure III.19 donne un aperçu des deux solutions envisagées.

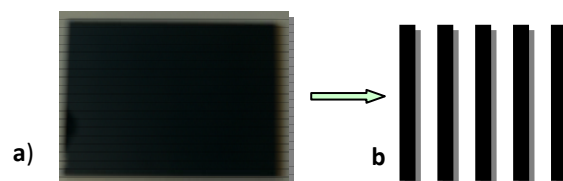


**Fig. n°III.19 : Inductance deux couche de YIG ; a°) avec trou, b°) avec encoche**

La façon la plus simple de faire des trous est le perçage au foret. Mais le positionnement des trous est très imprécis à cause du glissement de l'outil sur le substrat. De plus on a souvent noté des fissures sur le substrat dues probablement aux vibrations car les ferrites sont des matériaux très cassants. Ce manque de précision et ces fissures limitent l'utilisation de la perceuse pour réaliser des trous dans le YIG.

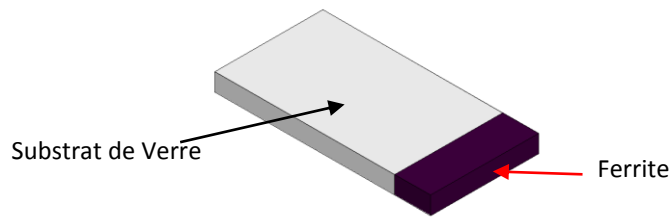
La réalisation d'une encoche dans des bandes de YIG pour y souder le bonding est la solution qui a été adoptée. Les étapes de réalisation de ces encoches comprennent : le sciage du ferrite en bande ; la réalisation de l'encoche par passage de scie avec une certaine profondeur ; l'assemblage des bandes sur une inductance une couche et la soudure du bonding.

Ainsi, à l'aide d'une scie circulaire, on peut découper le substrat de ferrite en des bandes de 2 mm de largeur (figure III.20). Le substrat ayant été préalablement rodé et poli pour avoir l'épaisseur désirée.



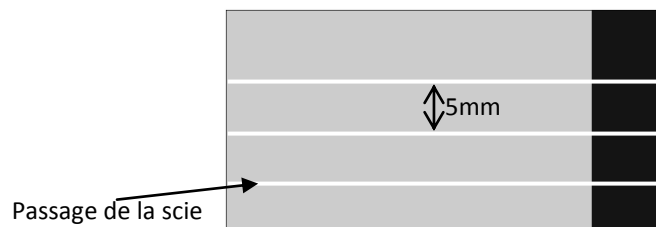
**Fig. n°III.20 : a°) plaque de ferrite avant la découpe ; b°) bandes découpées**

On colle ensuite les bandes de 2 mm de largeur dans le champ d'un substrat de verre de même épaisseur (figure III.21).



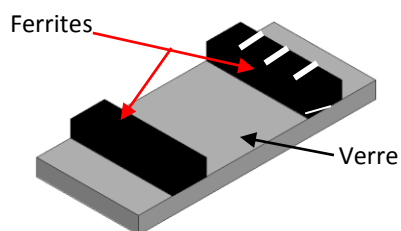
**Fig. n°III.21 : Diagramme de collage du YIG dans le champ du substrat de verre**

On effectue des coupes avec la scie en réglant une descente dans l'échantillon de 300  $\mu\text{m}$ . Les passages sont effectués tous les 5 mm (figure III.22). Comme la scie a une épaisseur de 200  $\mu\text{m}$ , on obtient des encoches de 300  $\mu\text{m}$  x 200  $\mu\text{m}$ .



**Fig. n°III.22 : Plan de réalisation des encoches**

On décolle ensuite les bandes avec les encoches et on les colle à plat sur un substrat de verre en même temps que des bandes sans encoche (figure III.23).



**Fig. n°III.23 : Plan de collage des bandes de YIG dans le plan du substrat**

On découpe alors les bandes tous les 5 mm (figure III.24). On obtient alors deux types de bandes de YIG avec et sans encoches qu'on pourra assembler pour former la couche supérieure.



### Inductances intégrées : procédés de fabrication

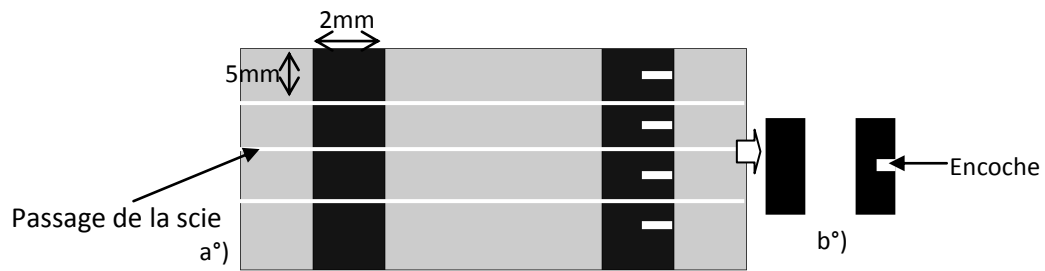


Fig. n°III.24 : a°) plan de découpe des bandes, b°) bandes à assemblées

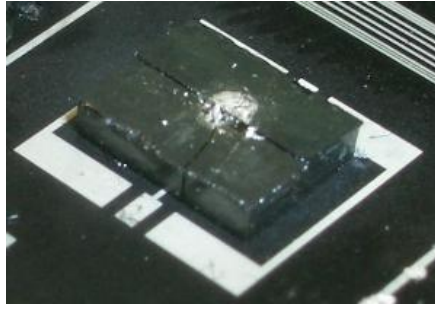
### III.3.2 Etapes de réalisation d'une inductance double couche de YIG

L'inductance double couche de YIG a été réalisée avec bonding. Pour utiliser le bonding, nous avons opté pour la solution avec encoche. Le tableau III.7 résume les étapes de réalisation de cette inductance avec encoche et bonding.

Etapes	Illustrations
Réalisation de la partie inférieure	
Réalisation des encoches	
Réalisation du bonding	
Assemblage	

Tableau n°III.7 : Synthèse de la réalisation d'une inductance double couche avec bonding

Pour ce type d'inductance, il faut d'abord réaliser l'inductance à une couche. En parallèle, on réalise les encoches dans les substrats de YIG par la méthode décrite dans la partie III.3.1. Le bonding est ensuite soudé aux emplacements convenus. Les deux bandes de YIG (l'une avec encoche et l'autre sans encoche) sont finalement assemblées par collage sur la spirale de sorte que l'encoche coïncide avec le plot central sur lequel est soudé le bonding. On obtient alors l'inductance double couche. La figure ci-après présente cette inductance double couche de YIG.



*Fig. n°III.25 : Inductance double couche de YIG avec bonding*

#### **III.4 BILAN DES REALISATIONS**

Nous avons mis en place des techniques pour la fabrication des inductances avec une couche et deux couches de matériau magnétique. La réalisation de l'inductance une couche est faite avec bonding. Pour l'inductance double couche, seule la technique avec bonding et encoche a été testée avec succès. La technique avec via horizontal est toujours en test car il faut résoudre les problèmes liés à la manipulation de la résine SU-8. Quand à la technique avec trou dans le YIG pour souder le bonding, elle n'est pas très applicable à nos structures car elle nécessite beaucoup de temps pour atteindre de fortes épaisseurs de YIG.

## CHAPITRE III

# Inductances intégrées : procédés de fabrication

---

## CONCLUSION

**N**otre objectif dans ce chapitre était de décrire le plus clairement possible le processus de fabrication de deux types d'inductances : l'une avec une couche de matériau magnétique et l'autre avec deux couches. Nous avons donc montré que pour réaliser ces inductances, il fallait usiner les substrats de YIG utilisé comme matériau magnétique. Cet usinage comprend une étape de sciage pour donner forme aux substrats, une étape de rodage pour obtenir différentes épaisseurs et un polissage pour obtenir un bon état de surface.

Dans le cas d'une inductance à une couche de matériau magnétique, le micro-usinage est accompagné des étapes de photolithographie et de gravure pour former la spirale et d'une étape de microsoudure du bonding pour réaliser la connexion des plots. Le bonding utilisé est un conducteur d'aluminium de 25  $\mu\text{m}$  de diamètre soudé par ultrasons.

Pour fabriquer une inductance double couche de YIG, on part d'une inductance une couche et on rapporte la deuxième couche par collage au dessus de la spirale. Il y a ici deux possibilités pour réaliser la connexion des plots : soit par bonding soit par via horizontal. Le via horizontal est une piste conductrice réalisée par photolithographie et gravure.

Par ces méthodes, plusieurs prototypes d'inductances avec une couche de matériau magnétique ont été réalisés pour différentes épaisseurs du matériau magnétique. Pour l'inductance double couche, quelques prototypes ont été aussi réalisés en utilisant le bonding soudé dans des encoches réalisées dans le YIG.

Les manipulations réalisées ont permis de mettre en évidence plusieurs difficultés dans la manipulation de SU-8, résine particulièrement utilisée dans la réalisation des vias. On citera entre autre, la durée d'insolation, la puissance de dépôt, l'alignement du masque, etc.



## CHAPITRE III

### Inductances intégrées : procédés de fabrication

---

#### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Toufik BOUDIAR. *Elaboration de couches minces de YIG par pulvérisation cathodique RF pour des applications dans les domaines optique et hyperfréquence*. Thèse électronique. Saint-Étienne : Université Jean Monnet, 2004. 110p.
- [2] Yan-mei JIANG. *Pulvérisation cathodique assistée par ordinateur*. Thèse science. Paris : Université de Paris-Sud, 1992. 157p.
- [3] S.M.M. Ramos, S. Bouffard, B. Canut et al. *Adhesion enhancement of thin gold films on sapphire by electronic processes using atomic and fullerene ions*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, 1998, Vol. B, pp. 146 462-467
- [4] Sophie BARRADAS. *Etude, à l'aide du choc laser, des mécanismes d'adhérence aux interfaces cuivre/aluminium et cuivre/cuivre obtenues par projection thermique*. Thèse sciences et génie des matériaux, Paris : Ecole des mines, décembre 2004, 269p.
- [5] Gilles MOULARD. *Développement d'une technique de mesure in situ de contraintes dans les couches minces : Application à la mesure des contraintes intrinsèque et thermique*. Thèse Sciences des matériaux, Saint-Étienne : Université Jean Monnet, octobre 2004, 131p.
- [6] Anne-Sophie LOIR. *Elaboration de couches minces de carbone par ablation laser femto-seconde pour application aux biomatériaux implantables*. Thèse Sciences et Génie des Matériaux, Saint-Étienne : Université Jean Monnet, février 2004, 243p.
- [7] Bernard BAYARD. *Contribution au développement de composants passifs magnétiques pour l'électronique hyperfréquence*. Thèse d'électronique, Saint-Etienne : Université Jean Monnet, octobre 2000, 238p.
- [8] M. Boustie, M. Arrigoni, L. Berthe, et al. *Diagnostic de décohésion de couche mince par mesure visar*.

- [9] Ali Telli, Simsek Demir and Murat Askar. *Practical Performance of Planar Spiral Inductors*. Proceedings of the 2004 11th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, decembre 2004, ICECS 2004, pp.487-490.
- [10] Chang H. and Mark G. Allen. *A comparison of two micromachined inductor (bar- and meander-type) for fully integrated boost DC/DC power converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, mars 1996, Vol.11, N°2, pp. 239-245.
- [11] Chiaming Alex Chang, Sung-Pi Tseng, Jun Yi Chuang, et al. *“Characterization of Spiral Inductors with Patterned Floating Structures*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, mai 2004, Vol. 52, N°5, pp. 1375-1381.
- [12] Choon Beng Sia, Kiat Seng Yeo, Manh Anh Do et al. *Metallization Proximity Studies for Copper Spiral Inductors on Silicon*. IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, mai 2003, Vol. 16, N°2, pp. 220-227.
- [13] Inder J. Bahl and Fellow. *High-Performance Inductors*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, avril 2001, Vol. 49, N°4, pp. 654-664.
- [14] J. E. Acuna, J. L. Rodriguez, et F. Obelleiro. *Design of Meander Line Inductors on Printed Circuit Boards*. International Journal of RF and Microwave, fevrier 2001, Vol. 11, pp. 219-230.
- [15] Jinwen Zhang, Wai Cheong Hon, Lydia L W Leung, et al. *CMOS-compatible micromachining techniques for fabricating high-performance edge-suspended RF/microwave passive components on silicon substrates*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering , octobre 2005, Vol. 15, pp. 328–335.
- [16] Joachim N. Burghartz. *Spiral Inductors on Silicon-Status and Trends*. International Journal of RF and Microwave, juillet 2002, Vol. 8, pp. 422-432.
- [17] Joachim N. Burghartz, D. C. Edelstein, Mehmet Soyer, et al. *RF circuit design aspects of spiral inductors on silicon*. IEEE Journal of Solid-state Circuit, décembre 1998, Vol. 33, N°12, pp. 2028-2034.
- [18] Jong-Min Lee, Tae-Woo Lee, Sung Ho Park, et al. *Comparison of frequency responses of spiral inductors with different figures*. Institute of Physics Publishing, Semiconductor Science and Technology, novembre 2001, Vol. 16, N°2, pp. 66-71.

- [19] K. I. Arai, M. Yamaguchi, H. Ohzeki et al. *Application of YIG film to thin film inductors*. IEEE Transactions on Magnetics, novembre 1991, Vol. 27, N°6, pp. 5337-5339.
- [20] K. I. Jolic, M. K. Ghantasala, J. P. Hayes, et al. *Fabrication of three-dimensional inductor coil using excimer laser micromachinig*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2003, Vol. 13, pp. 782-789.
- [21] Luca Daniel, Charles R. Sullivan and Seth R. Sanders. *Design of microfabricated inductors*. IEEE Transactions on power electronics, juillet 1996, Vol. 14, N°4, pp. 709-723.
- [22] Mina Rais-Zadeh et Farrokh Ayazi. *Characterization of high-Q spiral inductors on thick insulator-on-silicon*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, septembre 2005, Vol. 15, pp. 2105–2112.
- [23] 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.
- [24] P. M. Trabulo, D. A. Durães, P. M. Mendes, et al. *Spiral Inductors on Silicon for Wireless Communications* [en ligne]. Materials Science Forum, 2004, Vols. 455-456, pp. 116-119. Disponible sur <<http://www.scientific.net>>.
- [25] R. Puers, G. Vandevoorde et D. De Bruyker. *Electrodeposited copper inductors for intraocular pressure telemetry*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2000, Vol. 10, pp. 123-129.
- [26] R. Murphy-Arteaga, J. Huerta-Chua, A. Diaz-Sanchez et al. *Fabrication, characterisation and modelling of integrated on-silicon inductors*. Microelectronics Reliability, 2003, Vol. 43, pp. 195–201.
- [27] Tingrui Pan, Antonio Baldi, Emile Davies-Venn et al. *Fabrication and modeling of silicon-embedded high-Q inductors*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2005, Vol. 15, pp. 849-854.
- [28] Tony Yeung. *Analysis and Design of On-chip Spiral Inductors and Transformers for Silicon RF Integrated Circuits*. Thèse génie électrique et électronique, Hong Kong : Université de Hong Kong, 1998, 92p.

[29] V. Korenivski. *GHz magnetic film inductors*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2000, Vol. 215-216, pp. 800-806.

[30] Waseem A. Rosten, Charlie S. Korman et Wolfgang Daum. *High density interconnect embedded magnetics for integrated power*. IEEE Transactions on Power Electronics, juillet 2006, Vol. 21, N°4, pp. 867-879.

[31] X.L Tang, H.W Zhang et H. Shiand X.D. Jiang. *High frequency micro inductor fabricated on NiCuZn ferrite substrates*. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 293, pp. 812-815.

[32] Yong-Kyu Yoon et Mark G. Allen. *Embedded conductor technology for micromachined RF elements*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2005, Vol. 15, pp. 1317-1326.



---

---

## Mesures des performances des inductances à couches magnétiques

---

---

### SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION</b> .....	<b>139</b>
<b>IV.1 METHODES DE CARACTERISATION DES INDUCTANCES INTEGREES</b> .....	<b>141</b>
<b>IV.1.1 Caractérisation basses fréquences des inductances</b> .....	<b>141</b>
IV.1.1.1 Principe de mesure .....	141
IV.1.1.2 Dispositif expérimental .....	143
IV.1.1.3 Erreurs de mesures et corrections .....	144
<b>IV.1.2 Caractérisation hautes fréquences</b> .....	<b>147</b>
IV.1.2.1 Principe de mesure à l'analyseur vectoriel .....	148
IV.1.2.2 Dispositif expérimental .....	149
IV.1.2.3 Erreurs de mesure et corrections .....	150
<b>IV.2 RESULTATS DES MESURES ET COMPARAISONS</b> .....	<b>151</b>
<b>IV.2.1 Inductance à une couche de matériau magnétique</b> .....	<b>151</b>
IV.2.1.1 Influence de l'épaisseur .....	151
IV.2.1.2 Influence de la fréquence .....	153
<b>IV.2.2 Inductance double couche de matériau magnétique</b> .....	<b>155</b>
IV.2.2.1 Difficultés pour le calcul des paramètres RLC du modèle.....	155
IV.2.2.2 Influence de la fréquence .....	156
<b>IV.3 DETERMINATION DE LA PERMEABILITE DES COUCHES DE YIG</b> .....	<b>158</b>
<b>IV.3.1 Méthodologie de la caractérisation</b> .....	<b>158</b>

IV.3.2 Résultats de la caractérisation .....	159
IV.4 MESURE DE L'INDUCTANCE EN CONDITIONS D'UTILISATION .....	160
IV.4.1 Principe de la mesure.....	161
IV.4.2 Résultats des mesures.....	162
CONCLUSION.....	165
BIBLIOGRAPHIE .....	167

## CHAPITRE IV

# Mesures des performances des inductances à couches magnétiques

---

## INTRODUCTION

L'objectif global de cette thèse concerne l'étude, la réalisation et la caractérisation d'inductances planaires utilisant des couches de matériau magnétique pour accroître les performances et réaliser un blindage électromagnétique. Dans le chapitre II, nous avons effectué une étude en utilisant la simulation électromagnétique puis, dans le chapitre III, nous avons développé les moyens pour réaliser les différents types d'inductances identifiés pendant l'étude.

Dans le présent chapitre IV, nous allons présenter les méthodes et les moyens de caractérisation des inductances à une et deux couches de matériau magnétique. Cette caractérisation vise trois aspects de l'inductance intégrée :

- la caractérisation de l'inductance proprement dite qui consiste à estimer la valeur de l'inductance en fonction notamment de la fréquence et des épaisseurs du matériau magnétique. Nous allons employer pour cela deux moyens de mesure : l'analyseur vectoriel de réseau pour les fréquences élevées et un LCRmètre pour nous rapprocher des basses fréquences. Les résultats de mesure seront comparés aux simulations ;
- La caractérisation du matériau magnétique employé dans la structure d'inductance. Il s'agit de mesurer la perméabilité magnétique du matériau en fonction de la fréquence d'utilisation. Nous allons combiner pour cela, les résultats des mesures de l'analyseur et les simulations ;
- Le dernier aspect concerne une caractérisation dans les conditions réelles d'utilisation de la structure. Il s'agit d'injecter un courant continu proche du courant d'utilisation et d'analyser le comportement de l'inductance.

Pour atteindre ces objectifs, nous allons dans un premier temps présenter les méthodes de caractérisation des inductances puis nous présenterons ensuite les résultats des mesures qui seront aussi comparés aux résultats des simulations effectuées au chapitre II. Dans un second temps, nous allons déterminer la perméabilité du YIG utilisé comme matériau magnétique et terminer par la validation de la structure dans ses conditions d'utilisation.

## **IV.1 METHODES DE CARACTERISATION DES INDUCTANCES INTEGREES**

Grâce à la simulation, le comportement de l'inductance est bien connu et les grandeurs caractéristiques comme la valeur de l'inductance, le facteur de qualité et la résistance ont été obtenues. Toutefois, ces valeurs sont déterminées sur un composant virtuel, le comportement pouvant différer du composant réel à cause des incertitudes et des aléas de simulation mais aussi du procédé de fabrication. De plus les valeurs obtenues par simulation sont sujettes aux contraintes des calculs du logiciel utilisé et des performances des ordinateurs sur lesquels il fonctionne.

Pour lever toute équivoque à ce propos, des mesures sur un composant réel fabriqué ont été réalisées et permettent de valider en même temps les étapes microtechnologiques de fabrication. C'est le but de la caractérisation. Ces mesures sont normalement effectuées à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau hyperfréquence mais ce moyen ne permet pas de descendre suffisamment bas en fréquence (la plus basse fréquence étant 10 MHz). Pour atteindre les fréquences proches du continu, les mesures sont faites au LCRmètre (20Hz-1MHz). Les deux méthodes sont différentes : tandis que l'analyseur mesure les paramètres de dispersion  $S$  pour remonter à l'inductance, le LCRmètre mesure l'impédance de la structure. Nous allons présenter dans cette partie les deux méthodes.

### **IV.1.1 Caractérisation basses fréquences des inductances**

Pour effectuer la caractérisation basse fréquence des inductances, nous avons utilisé le LCRmètre HP 4284A de Agilent. HP 4284A est un pont d'impédance qui fonctionne dans une gamme de fréquence allant de 20Hz à 1MHz. Il autorise des mesures d'inductances dont les valeurs sont comprises entre 0,01 nH et 100 H [1]. Nous allons présenter dans cette partie le principe de mesure, la configuration expérimentale et les erreurs liées aux mesures.

#### **IV.1.1.1 Principe de mesure**

Le principe de mesure utilisé dans le HP 4284A est basé sur la mesure du vecteur courant-tension aux bornes du Dispositif Sous Test (DST). C'est à partir de ce vecteur que sont calculées l'impédance complexe  $[Z]$ , l'admittance complexe  $[Y]$  ainsi que l'inductance, la résistance, la capacité et les autres paramètres du dispositif.

Pour mesurer ce vecteur courant-tension, le LCRmètre emploie la méthode du pont auto-équilibré. La figure IV.1 présente le schéma de principe du dispositif de mesure.

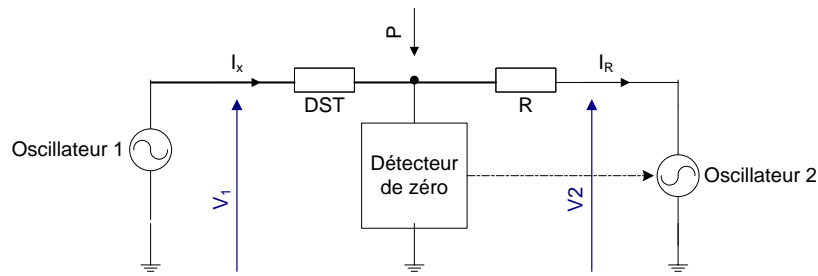


Fig. N°IV.1 : Pont auto-équilibré du HP 4284A

Ce dispositif de mesure est constitué de deux oscillateurs, d'une résistance de gamme R et d'un détecteur de zéro. Le principe de la mesure consiste à annuler le potentiel au point P en contrôlant en amplitude et en phase le signal délivré par l'oscillateur 2. Pour cela, le détecteur de zéro mesure le potentiel du point P et le courant de déséquilibre (la différence entre le courant du DST  $I_x$  et le courant  $I_R$  qui traverse la résistance R) et commande l'oscillateur 2 afin d'obtenir un potentiel nul au point P dit de masse virtuelle.

L'équilibre du pont permet d'avoir un courant de déséquilibre nul de sorte que  $I_x = I_R$ .

On obtient :

$$I_x = \frac{V_1}{Z_x} = -\frac{V_2}{R} \quad \text{IV.1}$$

D'où

$$Z_x = -\frac{V_1}{V_2} R \quad \text{IV.2}$$

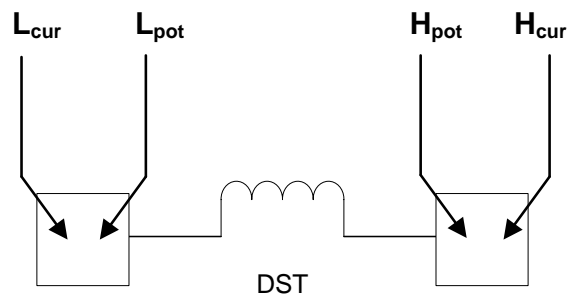
Avec  $Z_x$  impédance complexe du dispositif à mesurer.

$V_1$  et  $V_2$  sont transmis à une chaîne d'acquisition numérique qui effectue un traitement pour déterminer les parties réelle et imaginaire de l'impédance et de l'admittance du DST.

Pour la mesure d'impédances de faibles valeurs, il convient d'utiliser une méthode quatre pointes plutôt qu'une méthode deux pointes.

En configuration deux pointes, le courant de mesure va induire des chutes de tension supplémentaires dans les impédances parasites de sorte qu'au lieu de mesurer l'impédance du DST, on mesure en plus l'impédance des câbles et des contacts. Ces impédances sont d'autant plus pénalisantes sur la précision de la mesure que les valeurs à mesurer sont

faibles. Le LCRmètre HP 4284A permet d'utiliser la configuration de mesure quatre pointes permettant de mesurer la chute de tension au plus près du composant.



**Fig. N°IV.2 : Configuration de mesure 4 pointes [1]**

Avec la méthode 4 pointes, le courant de mesure est injecté dans le composant par un jeu de câbles  $H_{cur}$  et  $L_{cur}$  et la tension est mesurée sur un autre jeu câbles  $H_{pot}$  et  $L_{pot}$ .

La configuration quatre pointes permet d'effectuer des mesures simples, stables et précises en évitant les impédances parasites.

#### **IV.1.1.2 Dispositif expérimental**

Le dispositif utilisé au laboratoire est constitué du LCRmètre HP 4284A et d'un testeur quatre pointes reliés par des câbles BNC. La figure IV.3 présente ce dispositif de mesure.

Le testeur est constitué de quatre pointes de mesure montées sur quatre micro-positionneurs. C'est avec ces pointes que les composants seront caractérisés. Les micro-positionneurs sont fixés magnétiquement sur un support métallique solidaire d'une table anti-vibration. Grâce aux mouvements des micro-positionneurs suivant les trois axes, les pointes reliées au LCRmètre par câbles BNC peuvent être positionnées partout à la surface du DST. Le composant à tester est fixé sur un support solidaire de la table anti-vibration, autorisant des mouvements de translation suivant les trois axes X, Y, Z.



**Fig. N°IV.3 : Dispositif expérimental : a°) LCRmètre HP 4284A ; b°) Testeur 4 points**

Le LCRmètre assure l'acquisition et le traitement des signaux en provenance du dispositif. Pour ce faire, il dispose de plusieurs schémas équivalents permettant le traitement du rapport tension sur courant ou courant sur tension et leur extraction en paramètres secondaires comme L, R, C, etc.

Pour la mesure d'inductance, selon le modèle série ou parallèle choisi correspondant au calcul interne, le LCRmètre permet d'effectuer les mesures suivantes :

Mode	
Série	Parallèle
Ls-Q	Lp-Q
Ls-Rs	Lp-Rp

**Tableau N°IV.1 : Fonction de mesure s'inductance**

Le mode série est particulièrement conseillé pour la mesure d'inductance dont la valeur est inférieure à 1 mH et dont la résistance est inférieure à 10  $\Omega$ . Il convient donc bien à nos mesures.

#### **IV.1.1.3 Erreurs de mesures et corrections**

Les mesures au LCRmètre comme toutes autres mesures sont entachées d'erreurs qu'il faut corriger pour rendre les mesures plus proches de leurs valeurs vraies. Les sources d'erreurs dans les mesures sont multiples mais on distingue généralement deux types d'erreurs :

Les erreurs aléatoires : ce sont des erreurs non reproductibles qui ont pour causes le seuil de mesure (plus petite valeur mesurable), la résolution (plus petite variation mesurable),



l'hystérésis, les parasites, les influences du milieu sur le capteur, etc. A cause de leur caractère aléatoire, elles sont difficiles à corriger. Seul un traitement statistique permet de connaître la valeur la plus probable de la grandeur mesurée et de fixer les limites de l'incertitude ;

Les erreurs systématiques : ce sont des erreurs reproductibles reliées généralement à leur cause par une loi physique, donc susceptibles d'être éliminées par des corrections convenables. Elles sont généralement provoquées par un mauvais réglage ou un mauvais étalonnage. Elles peuvent être également induites par la présence des capteurs qui modifient la valeur du mesurande.

Avec le LCRmètre HP 4284A, on peut corriger certaines erreurs qui apparaissent dans la chaîne de mesure. La correction est basée sur un certain nombre de mesures faites avant la caractérisation du DST que l'appareil garde en mémoire et utilise pour corriger les signaux issus du DST. Les corrections standards faites sur un LCRmètre sont : OPEN, SHORT et LOAD.

La correction de type OPEN (en circuit ouvert) permet l'élimination des erreurs dues aux admittances parasites en parallèle avec le DST. Par défaut, les signaux de correction sont appliqués aux 48 fréquences présélectionnées de l'appareil mais la correction peut aussi être appliquée à d'autres fréquences spécifiées par l'utilisateur.

La correction SHORT permet d'éliminer les impédances résiduelles qui se superposent en série au DST. Comme dans le cas de la correction OPEN, cette correction est automatiquement appliquée aux 48 fréquences présélectionnées de l'appareil par interpolation. Elle ne peut s'appliquer à d'autres fréquences que si l'utilisateur le demande.

La correction de type LOAD sert à éliminer les autres erreurs notamment celles dues aux câbles. Elle est réalisée en utilisant des standards de mesure. L'utilisation de la correction LOAD prend immédiatement en compte les corrections OPEN et SHORT **[1-2]**.

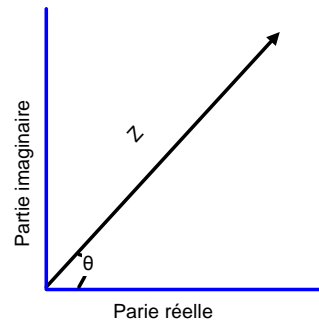
Nous avons choisi le modèle série à cause des valeurs à mesurer et la correction correspondante est le mode SHORT.

Pour réaliser une mesure précise, il convient de choisir correctement la ou les fréquences de mesure. En effet, le LCRmètre mesurant amplitude et phase de l'impédance complexe  $z = R + jL\omega$ , les parties réelles et imaginaires sont déterminées par les formules :

$$R = z \cos \theta \quad \text{IV.3}$$

$$L\omega = z \sin \theta \quad \text{IV.4}$$

Pour des déphasages très faibles, l'erreur sur le terme  $L\omega$  sera importante alors que pour des déphasages proches de  $90^\circ$ , la détermination de  $R$  sera approximative.



**Fig. N°IV.4 : Représentation vectorielle de l'impédance mesurée**

Dans ces conditions, il est judicieux d'effectuer les mesures pour des phases comprises entre  $5^\circ$  et  $85^\circ$ .

Dans le cas d'une inductance, le déphase est donnée par la formule :

$$\theta = \arctan\left(\frac{L\omega}{R}\right) \quad \text{IV.5}$$

Pour une structure avec une couche de matériau magnétique dont l'inductance est d'environ  $200 \text{ nH}$  et la résistance  $4 \Omega$ , les fréquences de mesure doit donc être comprise entre  $0,28 \text{ MHz}$  et  $36 \text{ MHz}$ . Concrètement les mesures peuvent donc être faites au LCRmètre avec une bonne précision pour des fréquences comprises entre  $280 \text{ kHz}$  et  $1 \text{ MHz}$ .

En résumé, pour effectuer les mesures au LCRmètre, il faut tout d'abord choisir le mode de mesure, puis le type de correction à effectuer et finalement les fréquences des mesures. Dans notre cas, nous utilisons le mode série en inductance et résistance ( $L_s$ ,  $R_s$ ) avec la correction correspondante qui est le mode SHORT. Les mesures sont réalisées uniquement au voisinage de  $1 \text{ MHz}$ . Les résultats seront présentés dans la partie IV.2 de ce chapitre.

#### IV.1.2 Caractérisation hautes fréquences

Pour la caractérisation de l'inductance, nous avons retenu le schéma équivalent RLC (Cf. paragraphe II.2.2.2) qui traduit assez correctement le comportement de ces structures pour des fréquences inférieures au GHz. Nous souhaitons déterminer les valeurs des éléments du modèle en fonction de la fréquence jusqu'aux environs du GHz correspondant à la fréquence limite d'utilisation des structures. Dans ces conditions, l'appareil classiquement utilisé est l'analyseur vectoriel de réseau.

Le principe de mesure utilisé par l'analyseur vectoriel de réseau est basé sur la matrice ou de dispersion aussi nommée matrice [S] accessible par la mesure de puissance [3]. Le schéma ci-dessous indique la représentation en quadripôle du composant à mesurer conduisant à la définition de la matrice [S].

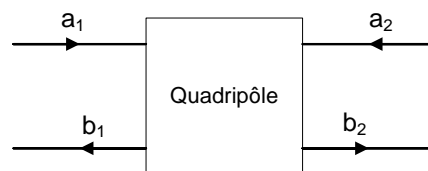


Fig. N°IV.5 : Représentation en quadripôle avec paramètre S

Les éléments de cette matrice S sont définis par les équations suivantes :

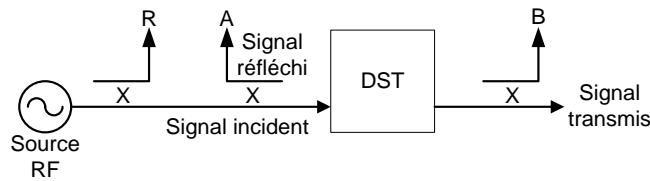
$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad \text{IV.6}$$

Où  $S_{11}$  est le paramètre de réflexion en entrée 1,  $S_{22}$  le paramètre de réflexion en entrée 2,  $S_{12}$  le paramètre de transmission entre les entrées 1 et 2 et  $S_{21}$  le paramètre de transmission entre les entrées 2 et 1. Les  $a_i$  et  $b_i$  représentent respectivement les signaux incidents et réfléchis.

La matrice [S] est convertible en matrice [Z] et matrice [Y]. Avec la méthodologie décrite, il est possible de caractériser avec une précision relativement importante et sur une large plage de fréquence l'inductance planaire en utilisant un analyseur vectoriel de réseau qui mesure les paramètres S [4].

**IV.1.2.1 Principe de mesure à l'analyseur vectoriel**

Pour calculer les paramètres S, il est nécessaire de connaître les signaux réfléchis et transmis mais aussi le signal incident. La figure ci-dessous montre un schéma simplifié du prélèvement des signaux.



**Fig. N°IV.6 : Signaux de mesure à l'analyseur vectoriel de réseau [4]**

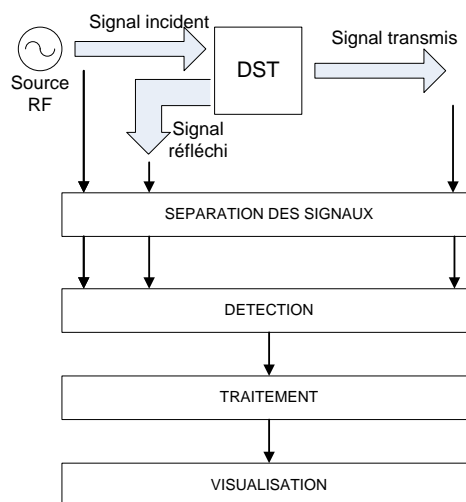
Le signal émis par une source RF est divisé en deux (en général à l'aide d'un diviseur Wilkinson). La partie prélevée servira de référence (R) et l'autre partie est appliquée au DST. Cette partie qui attaque le DST se scinde en deux : une partie réfléchi A et une autre transmise B (en supposant que le quadripôle est sans perte). A l'aide de coupleurs, on dérive une portion des signaux A et B. A partir de ces signaux, il est possible de calculer les paramètres S du DST par les formules suivantes :

$$S_{11} = \frac{A}{R} \tag{IV.7}$$

$$S_{21} = \frac{B}{R} \tag{IV.8}$$

Pour mesurer  $S_{22}$  et  $S_{12}$ , il suffit d'inverser les entrées avec les sorties.

L'ensemble du travail de mesure, traitement, calculs et affichage effectué par l'analyseur peut être résumé par le schéma synoptique suivant.

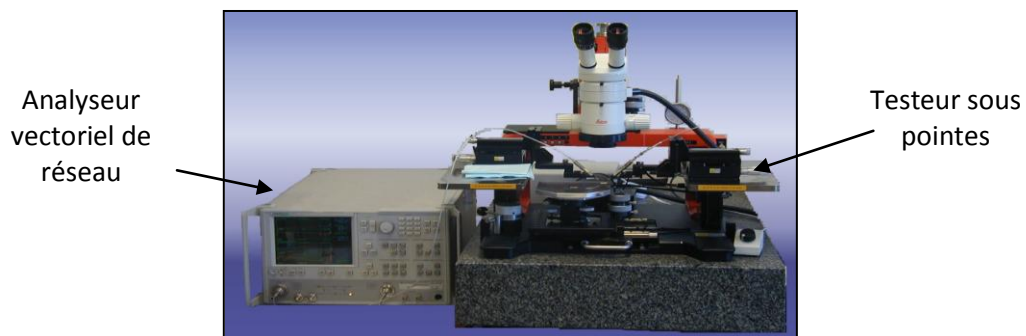


**Fig. N°IV.7 : Principe de fonctionnement d'un analyseur vectoriel de réseau [4]**

Très brièvement, pour mesurer, traiter et afficher les paramètres de dispersion d'un DST, un signal électromagnétique émis par un générateur est acheminé vers le dispositif à analyser. Les signaux (signal de référence, signal réfléchi et signal transmis) sont séparés à l'aide de coupleurs et mesurés (phase et module). Les données de mesure sont traitées (passage domaine temporel, échelle dB, abaque de Smith,...) à l'aide d'un processeur avant l'affichage sous la forme spécifiée par l'opérateur.

#### **IV.1.2.2 Dispositif expérimental**

Le dispositif expérimental utilisé pour les mesures en hautes fréquences est constitué d'un analyseur vectoriel de réseau (Agilent N5230A) et d'un testeur sous pointes reliés par des câbles. La figure IV.8 présente le banc de mesure complet.



**Fig. N°IV.8 : Dispositif expérimental de mesure à l'analyseur [5]**

Le testeur sous pointes est un dispositif de précision permettant de manipuler assez facilement le DST et les pointes de test. Les pointes de type GSG (Ground-Signal-Ground dans notre cas) sont montées sur des platines fixées à des plateaux latéraux indépendants, le DST étant maintenu par aspiration sur la platine centrale. L'ensemble des plateaux mobiles est surmonté d'une loupe binoculaire permettant de visualiser et de manipuler avec précision les pointes et le DST. La platine support de l'échantillon possède trois degrés de liberté : deux translations (suivant X et Y) et une rotation suivant Z. Les plateaux latéraux n'autorisent qu'un mouvement de translation suivant la verticale Z. Les platines de translation micrométrique permettent d'effectuer des mouvements suivant les trois axes. La loupe binoculaire peut se mouvoir suivant les axes X et Y afin d'aligner l'axe optique sur la région observée puis la mise au point est faite par un mouvement vertical.

### **IV.1.2.3 Erreurs de mesure et corrections**

Comme tout autre type de mesure, les mesures à l'analyseur sont entachées d'erreurs dues principalement aux imperfections des appareillages utilisés, aux procédés et à l'opérateur. On distingue les erreurs aléatoires essentiellement liées au bruit, aux dérives, à l'opérateur et à divers changements physiques entre les mesures et les erreurs systématiques provenant des imperfections des dispositifs utilisés pour séparer, détecter et analyser les signaux incidents et réfléchis. Les erreurs aléatoires sont difficiles à évaluer mais peuvent être limitées par l'opérateur en effectuant avec grand soin les mesures.

Les erreurs systématiques sont reproductibles puisqu'elles proviennent des dispositifs de mesures. Elles peuvent donc être corrigées. Le calibrage a pour but de corriger les erreurs systématiques apportées par les câbles, les connecteurs, etc. C'est un ensemble de données de même type que les données de mesures obtenues par mesure de standards de calibrage (éléments "parfaitement" connus) que l'analyseur garde en mémoire et soustrait aux mesures sans calibrage faites sur le DST.

Dans un système de mesure avec analyseur vectoriel de réseau, on distingue six types d'erreurs : les erreurs d'isolation, les erreurs de directivité, les erreurs d'adaptation de source, les erreurs d'adaptation de charge, les erreurs de poursuite en transmission et en réflexion. Lorsque les mesures sont faites en deux ports, les erreurs sont donc au nombre de 12. La correction de ces erreurs se fait par mesure de standards de calibrage. On utilise des charges adaptées correspondant à une réflexion nulle pour corriger les erreurs d'isolation. Les erreurs de directivité sont corrigées en utilisant deux charges adaptées (aux ports 1 et 2) qui garantissent une réflexion nulle à chaque port. Les erreurs de désadaptation (source et charge) et les erreurs de poursuite sont supprimées en connectant deux standards de réflexion différents par port et une ligne adaptée. En pratique, ces standards sont regroupés sur un kit de calibrage. Ce kit contient des charges adaptées, des courts-circuits, des circuits ouverts et des lignes.

L'analyseur propose quatre types de méthode de calibrage : OSTL, LRM, TRM et OFFSET SHORT. Chacune des méthodes a ses avantages et inconvénients. Pour de faibles fréquences comme c'est le cas pour la mesure d'inductance jusqu'à 1 GHz, les quatre

méthodes sont équivalentes [5] mais la méthode OSTL est la méthode la plus utilisée car elle corrige les 12 termes d'erreurs.

La méthode OSTL (Open-Short-Thru-Load) utilise quatre standards : un circuit ouvert ou OPEN correspondant à une ligne non terminée; un court-circuit ou SHORT correspondant à une réflexion totale avec un déphasage de  $180^\circ$  ; une transmission directe ou THRU correspondant à une réflexion nulle et une charge adaptée ou MATCH (LOAD) correspondant à une réflexion totale nulle et une résistance de  $50 \Omega$ .

Dans cette première partie du chapitre, nous avons présenté les deux méthodes utilisées pour la caractérisation des inductances intégrées : la méthode quatre pointes en basse fréquence utilisant un LCRmètre et la méthode hyperfréquence utilisant un analyseur vectoriel de réseau. Dans la partie suivante, nous présenterons les résultats des mesures.

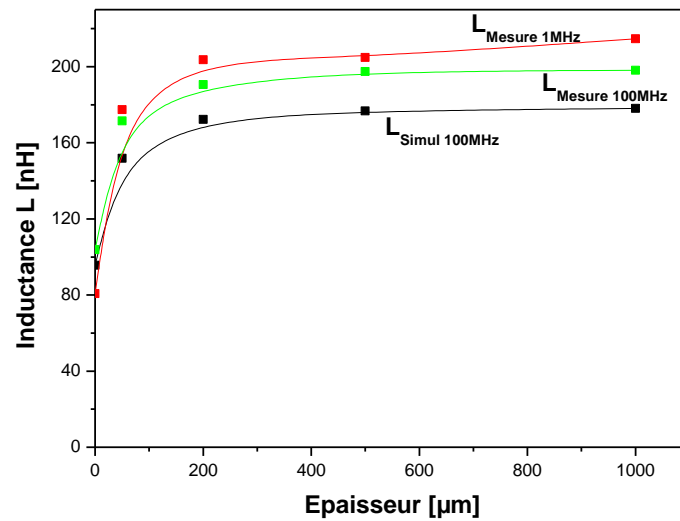
## **IV.2 RESULTATS DES MESURES ET COMPARAISONS**

Les résultats de mesure présentés dans cette partie concernent deux types de structures : la structure avec une couche de matériau magnétique et la structure double couche.

### **IV.2.1 Inductance à une couche de matériau magnétique**

#### ***IV.2.1.1 Influence de l'épaisseur***

Il s'agit ici de déterminer en hautes et basses fréquences, la contribution de l'épaisseur du matériau magnétique sur la valeur de l'inductance d'une structure à une couche de matériau magnétique. La figure IV.9 donne l'évolution de la valeur de l'inductance en fonction de l'épaisseur du matériau magnétique dans trois conditions différentes : inductance simulée à 100 MHz, inductance mesurée au pont d'impédance à 1MHz et inductance mesurée à l'analyseur à 100 MHz.



**Fig. N°IV.9 : Inductance en fonction de l'épaisseur du matériau magnétique**

Avec une couche de matériau magnétique, on observe que la valeur de l'inductance est doublée par rapport à un dispositif sans matériau magnétique pour de fortes épaisseurs de matériau magnétique (épaisseur supérieure à 200  $\mu\text{m}$ ). Il faut noter cependant que pour des épaisseurs plus modestes (inférieure à 200 $\mu\text{m}$ ), l'accroissement de l'inductance est très significatif ; on obtient pratiquement un facteur 1,8 pour une épaisseur de l'ordre de 100  $\mu\text{m}$ . Ces résultats montrent qu'une certaine épaisseur de matériau magnétique (environ 200  $\mu\text{m}$ ) est nécessaire pour canaliser la quasi-totalité des lignes de champ et accroître la valeur d'inductance. Lorsque la quasi-totalité des lignes de champ sont canalisées, l'épaisseur supplémentaire de matériau n'apporte plus rien, ce qui se traduit par une stagnation de la valeur d'inductance quelle que soit la fréquence.

Les mesures réalisées en basses fréquences au LCRmètre ou en hautes fréquences à l'analyseur sont très proches (différence inférieure à 8%). Ce qui est un résultat logique. L'écart de quelques pourcents ( $200 \pm 5$  nH) correspond à des erreurs de mesure. En effet, les méthodes de correction des erreurs diffèrent dans les deux cas. En basse fréquence, le modèle de la structure est RL série, ce qui correspond au calibrage SHORT. Ce calibrage bien qu'efficace ne corrige pas toutes les erreurs notamment les admittances parasites en parallèle avec le dispositif [5]. En hautes fréquences, le modèle est RLC et la correction est de type OSTL corrigeant 12 termes d'erreurs. Pour ces raisons, les résultats obtenus en basses et hautes fréquences peuvent être légèrement différents.



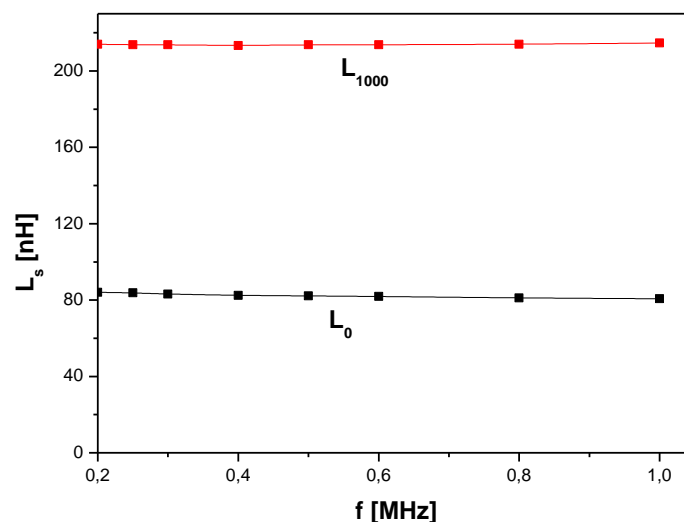
La différence entre mesure et simulation est plus importante (de 10 à 17%). Cette différence ne peut provenir ni de la perméabilité du matériau magnétique, ni de la différence d'épaisseur car quelle que soit l'épaisseur on ne peut que doubler la valeur d'inductance. Elle ne peut donc provenir que de différentes sources d'erreurs. En effet, la simulation est faite à partir des objets et des conditions aux limites parfaites tandis que les mesures sont entachées d'erreurs dues aux instruments et aux défauts de fabrication du DST. Mais les valeurs très proches entre les mesures hautes et basses fréquences laissent penser que cette différence entre mesures et simulations est due aux conditions aux limites durant les simulations.

#### **IV.2.1.2 Influence de la fréquence**

La fréquence agit sur le matériau magnétique de sorte que la perméabilité diminue lorsque la fréquence augmente. L'objectif de cette étude vise à connaître l'influence de cette modification de la perméabilité sur la valeur d'inductance. Nous allons dans ce cas distinguer les basses et hautes fréquences.

##### **A°) Influence des basses fréquences**

Les mesures basses fréquences sont réalisées au LCRmètre avec une correction SHORT. Les fréquences balayées sont comprises entre 200 kHz et 1 MHz afin d'avoir un déphasage suffisant pour minimiser les erreurs (Cf. paragraphe IV.1.1.3).



**Fig. N°IV.10 : Inductance en fonction de la fréquence**

La figure IV.10 donne l'évolution de la valeur d'inductance en fonction de la fréquence pour deux types de structures : une structure à air  $L_0$  (0  $\mu\text{m}$  de matériau magnétique) et une structure avec 1000  $\mu\text{m}$  de matériau magnétique  $L_{1000}$ .

On note que l'inductance ne varie pas en fonction de la fréquence. Ce résultat est attendu car en très basses fréquences (inférieure à 1 MHz), la perméabilité du matériau magnétique est constante donc l'inductance ne varie pas.

### B°) Influence des hautes fréquences

Les mesures en hautes fréquences sont faites à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau entre 50 MHz et 800 MHz. La figure IV.11 donne l'évolution de la valeur d'inductance en fonction de la fréquence :  $L_{\text{mesure}}$  et  $L_{\text{simulation}}$  sont les valeurs mesurées et simulées d'une structure comportant 200  $\mu\text{m}$  de matériau magnétique et  $L_{\text{air}}$  la valeur mesurée d'une inductance sans matériau magnétique. Les courbes montrent que la valeur d'inductance mesurée diminue avec la fréquence. Cette baisse est attendue car la perméabilité du matériau magnétique diminue avec la fréquence [6]. Pour les mêmes fréquences, on note que la valeur obtenue par simulation de l'inductance est constante. Cette valeur constante de l'inductance en fonction de la fréquence est aussi attendue car pour les simulations, la perméabilité du matériau est constante quelle que soit la fréquence.

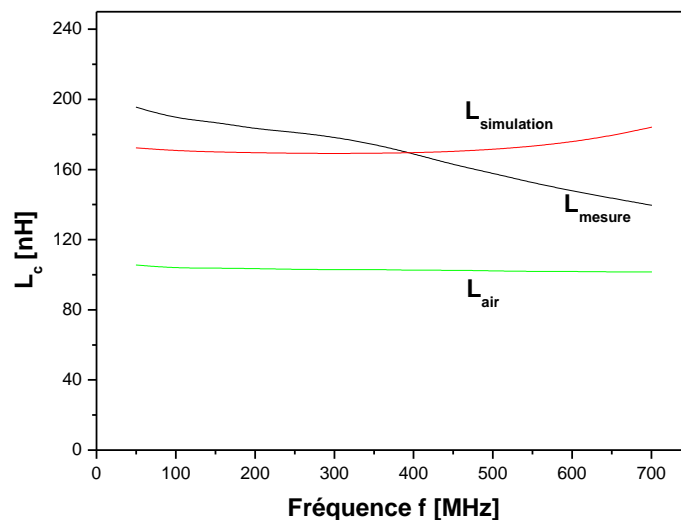


Fig. N°IV.11 : Inductance d'une structure simple couche en fonction de la fréquence

On note également que la valeur mesurée de l'inductance à air ne varie pas, ce qui est normal pour ces fréquences.

#### **IV.2.2 Inductance double couche de matériau magnétique**

Une inductance double couche de matériau magnétique est une structure dont la spirale est déposée entre deux couches de matériau magnétique. La simulation a montré que l'épaisseur de la spirale agit comme un entrefer dans le circuit magnétique de la structure. L'étude de ce type de structure dans cette partie de notre travail porte sur l'influence de l'épaisseur du matériau magnétique sur la valeur d'inductance et sur l'influence de la fréquence sur le comportement de la structure.

##### **IV.2.2.1 Difficultés pour le calcul des paramètres RLC du modèle**

Les difficultés que nous allons évoquer ne sont pas spécifiques aux inductances double couche mais nous les abordons ici car elles se sont principalement posées pour les inductances de fortes valeurs.

Pour calculer les éléments du modèle RLC, on utilise principalement le paramètre  $Y_{12}$  lié aux paramètres S par la relation suivante :

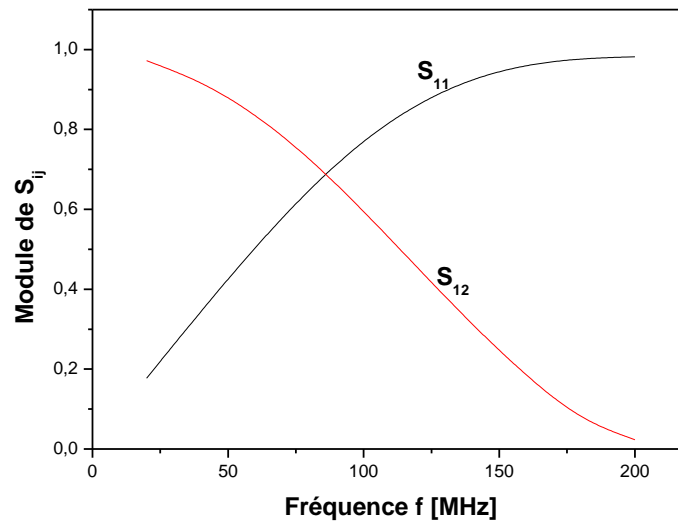
$$Y_{12} = \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}} \quad \text{IV.9}$$

Lorsqu'il y a adaptation d'impédance (impédance des ports proche de l'impédance des dispositifs), les modules des paramètres  $S_{ij}$  sont compris entre 0,1 et 0,9. Dans ces conditions, on obtient une précision correcte sur les valeurs du paramètre  $Y_{12}$ .

En revanche, lors de fortes désadaptations, les modules des paramètres  $S_{ii}$  tendent vers 1 et les  $S_{ij}$  ( $i \neq j$ ) tendent vers 0. Il faudrait donc connaître ces paramètres avec grande précision pour déterminer  $Y_{12}$  et donc les valeurs de R, L et C.

En simulation, il est possible de contourner ce problème en choisissant une impédance de port proche de l'impédance du dispositif à la fréquence de maillage. Ce qui permet d'avoir des valeurs de  $S_{ij}$  compris entre 0,1 et 0,9 et de calculer une valeur correcte de l'inductance. La figure suivante donne l'évolution de la valeur des paramètres  $S_{11}$  et  $S_{12}$  en fonction de la fréquence d'une structure double couche pour laquelle l'impédance des ports a été modifiée à 1000  $\Omega$  (environ égale à l'impédance du dispositif à la fréquence de

maillage). Ces courbes montrent qu'entre 50 et 200 MHz, les valeurs des  $S_{ij}$  obtenues permettent d'avoir une bonne précision sur  $Y_{12}$  et donc sur L, R et C.



**Fig. N°IV.12 : Paramètres  $S_{ij}$  d'une inductance double couche de matériau magnétique**

En mesure, le problème ne peut pas être résolu aussi simplement. Une méthode possible pour contourner ce problème est l'utilisation d'un impédancemètre spécifique (analyseur d'impédance RF) permettant de mesurer phase et amplitude de  $Y_{12}$  en fonction de la fréquence et de calculer ensuite l'inductance. Nous ne disposons malheureusement pas d'un tel équipement.

#### **IV.2.2.2 Influence de la fréquence**

La figure IV.13 donnant l'impédance Z du dispositif en fonction de la fréquence illustre le comportement de ce dispositif double couche entre 0 et 250 MHz. Contrairement aux inductances une couche, on observe une résonance pour une fréquence relativement basse (200 MHz).

La capacité parasite calculée ayant très peu augmentée (0,4 à 0,5 pF) mais l'inductance passant de 200 à 1400 nH, la fréquence de résonance est divisée par  $\sqrt{\frac{1400}{200}}$  soit 2,6.

De 0 à 150 MHz, le dispositif se comporte comme une inductance "pur", son impédance augmente linéairement avec la fréquence. Au-delà de 150 MHz, les effets

capacitifs ne sont plus négligeables, l'impédance du dispositif augmente jusqu'à la résonance située autour de 200 MHz.

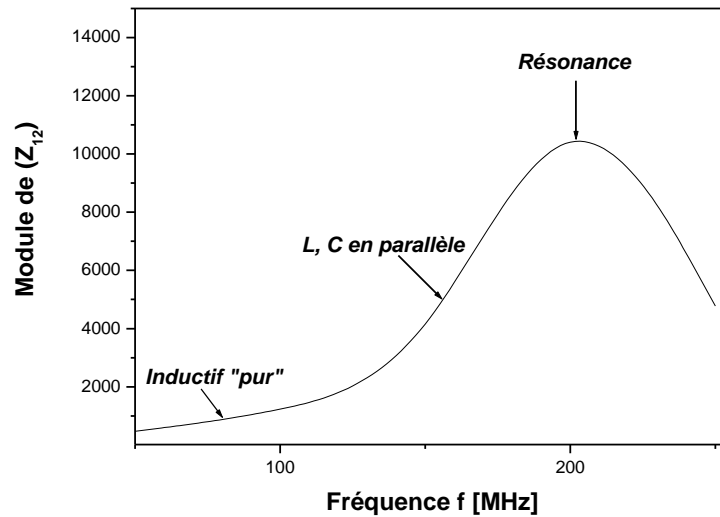


Fig. N°IV.13 : Comportement d'une structure double couche en fonction de la fréquence

La figure IV.14 présente l'évolution des valeurs simulées et mesurées d'une structure double couche de matériau magnétique d'une épaisseur de 500  $\mu\text{m}$  chacune.

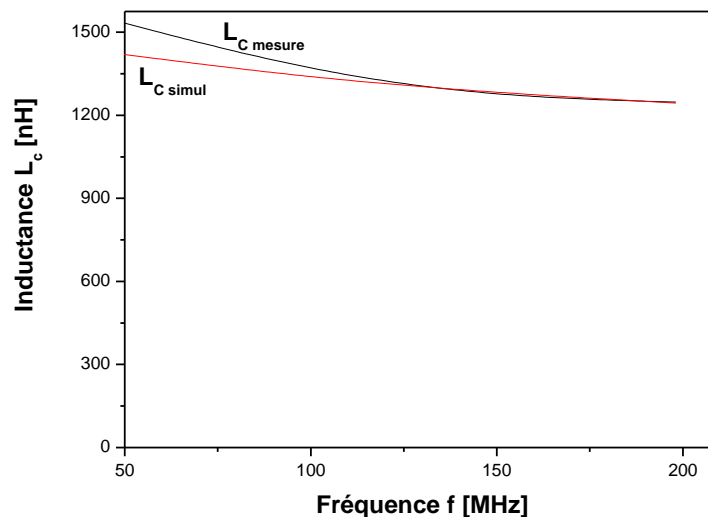


Fig. N°IV.14 : Inductance d'une structure double couche en fonction de la fréquence

Les courbes montrent qu'il y a une bonne concordance entre les valeurs mesurées et les valeurs simulées. On note cependant une légère différence entre la simulation et les mesures en basses fréquences (inférieures à 100 MHz). Il s'agit principalement d'un

problème de mesure dû à la désadaptation d'impédances comme évoqué au paragraphe IV.2.2.1. Il y a en effet aucune raison que la valeur de l'inductance augmente en basse fréquence. Les résultats sont limités à 200 MHz car la résonance intervient au voisinage de cette fréquence. Au-delà de la fréquence de résonance, le dispositif présente un comportement capacitif observé sur la figure IV.13.

Ce paragraphe montre que l'utilisation de la structure double couche de YIG est limitée en fréquence mais permet d'augmenter considérablement la valeur de l'inductance.

### IV.3 DETERMINATION DE LA PERMEABILITE DES COUCHES DE YIG

La relation liant l'excitation magnétique H au champ B est donnée par :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad \text{IV.10}$$

Où  $\mu$  est la perméabilité magnétique du matériau. Elle est le produit de la perméabilité du vide  $\mu_0$  et de la perméabilité relative  $\mu_r$ , cette grandeur n'étant pas constante.

Cette définition où la perméabilité n'est pas constante est très utilisée. De nombreuses définitions sont utilisées selon les applications :

- La perméabilité initiale :  $\mu_i = \left( \frac{\partial B}{\partial H} \right)_{H=0}$  IV.11a
- La perméabilité initiale complexe :  $\mu^* = \mu'(f) + j\mu''(f)$  IV.11b
- La perméabilité d'amplitude :  $\mu_a = \frac{B_{cr \grave{e}te}}{H_{cr \grave{e}te}}$  IV.11c
- La perméabilité complexe tensorielle.

D'une manière générale, la perméabilité d'un matériau magnétique comme un ferrite dépend de l'amplitude de l'excitation et également de la fréquence. Il existe plusieurs méthodes permettant de déterminer l'évolution de la perméabilité en fonction de la fréquence [2] [6-7]. L'objectif de cette partie est de déterminer la perméabilité du matériau magnétique utilisé en comparant mesures et simulations faites sur des inductances avec une couche de matériau magnétique.

#### IV.3.1 Méthodologie de la caractérisation

La détermination de la perméabilité du matériau magnétique en fonction de la fréquence est basée sur la comparaison entre les mesures et la simulation. On note qu'en

mesure, lorsque la fréquence augmente, la perméabilité du matériau diminue ce qui se traduit par une diminution de la valeur de l'inductance (figure IV.15,  $L_{\text{Mesure}}$ ). En superposant aux mesures plusieurs simulations pour différentes valeurs de la perméabilité (valeur constante et indépendante de la fréquence), on peut déterminer la perméabilité du matériau magnétique en fonction de la fréquence. Elle correspond pour chaque fréquence à l'intersection entre la mesure et la simulation pour une perméabilité donnée. La figure IV.15 présente les différentes courbes simulées pour différentes valeurs de perméabilité et la courbe de mesurée.

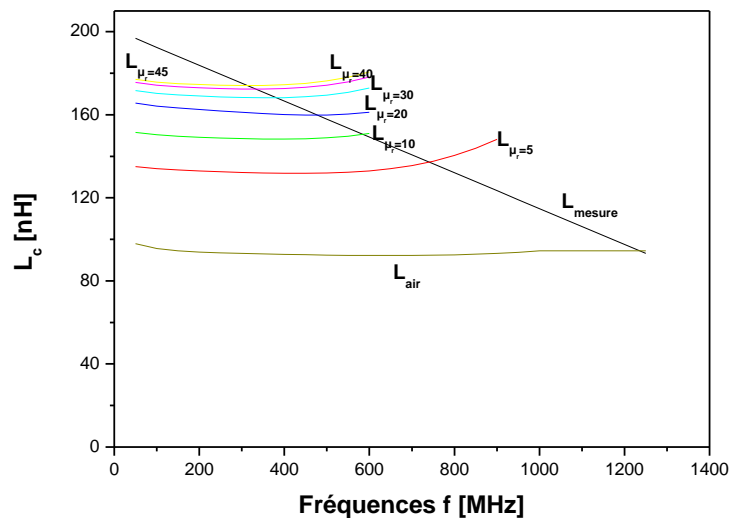


Fig. N°IV.15 : Inductance en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la perméabilité

### IV.3.2 Résultats de la caractérisation

La figure IV.16 donne l'évolution de la perméabilité en fonction de la fréquence. Cette courbe montre que la perméabilité du YIG massif utilisé (100  $\mu\text{m}$  d'épaisseur) est constante en basse fréquence (inférieure à 300 MHz) et vaut 45. A partir de 300 MHz, elle diminue lorsque la fréquence augmente. Elle vaut 1 à 1,2 GHz.

En basse fréquence, la perméabilité du YIG massif commercial est un peu plus élevée que la perméabilité des couches minces de YIG réalisées au DIOM (environ 32) [2].

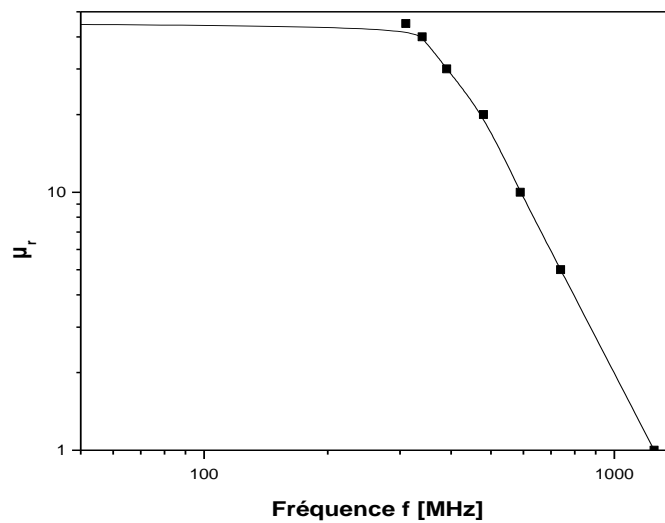


Fig. N°IV.16 : Perméabilité en fonction de la fréquence

#### IV.4 MESURE DE L'INDUCTANCE EN CONDITIONS D'UTILISATION

Les mesures à l'analyseur vectoriel de réseau classiquement effectuées utilisent de très faibles courants de mesure pour permettre d'extraire les paramètres S du dispositif sous test. Ces mesures ne permettent donc pas de tester le composant dans les conditions réelles de son utilisation (du point de vue de l'intensité du courant). En effet, en électronique de puissance, l'inductance est souvent utilisée comme inductance de lissage. Dans ces conditions, elle est soumise à un courant avec une forte composante continue et une faible composante alternative (figure n°IV.17).

L'objectif de cette partie de notre travail est de tester les inductances en utilisant une forte composante continue l'ordre de 500 mA à 1A. En utilisant l'analyseur, cela revient à superposer au courant de mesure un courant continu comme le montre la figure IV.17.

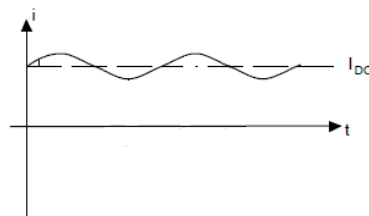


Fig. N°IV.17 : Signal de l'analyseur plus forte composante continue

Nous allons présenter dans la suite, le principe de la mesure et les résultats obtenus.



#### IV.4.1 Principe de la mesure

La figure IV.18 donne l'architecture du dispositif de mesure.

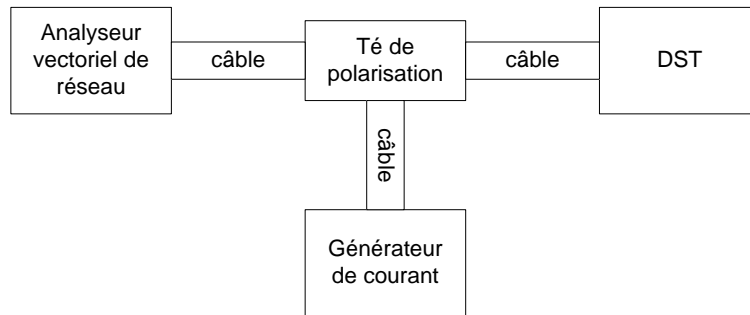


Fig. N°IV.18 : Diagramme du principe de mesure en courant fort de l'inductance

Le principe de la mesure est basé sur la superposition d'un courant continu sur le courant hyperfréquence de mesure à l'aide d'un té de polarisation avant son injection dans le DST. La figure ci-dessous donne le schéma de principe de superposition du signal alternatif issu de l'analyseur et du signal continu issu du générateur DC.

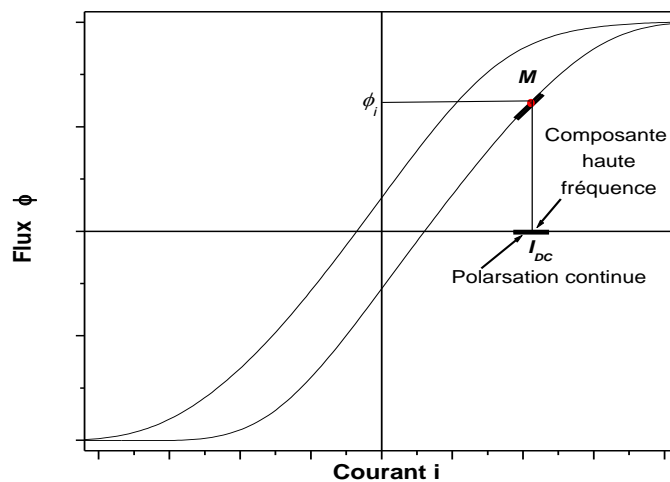
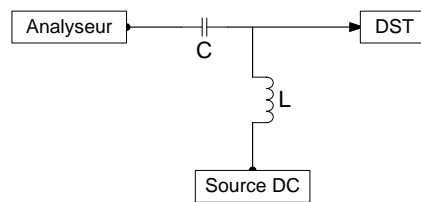


Fig. N°IV.19 : Diagramme de caractérisation avec composante continue

L'amplitude de la composante continue détermine la position du point de fonctionnement M tandis que le signal alternatif haute fréquence permet de parcourir un cycle mineur de très faible amplitude autour du point de fonctionnement. Cette approche conduit à la détermination de l'inductance différentielle au point M.

Le courant continu est fourni par une alimentation DC tandis que la composante alternative est fournie par l'analyseur. Un té de polarisation constitué d'un circuit LC avec

deux entrées et une sortie permet de coupler ces deux sources. Il est connecté de sorte que la capacité se trouve à l'entrée de l'analyseur et l'inductance sur le générateur continu [8].

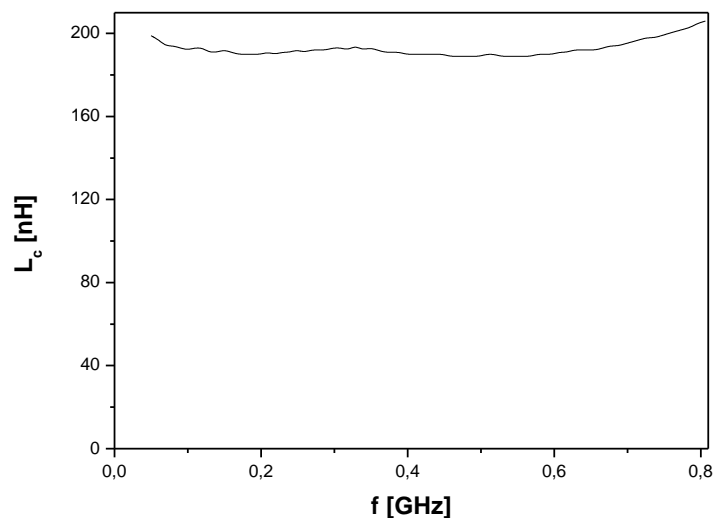


**Fig. N°IV.20 : Té de polarisation**

Le courant continu est injecté par pallier successif (par exemple 10 mA) et on mesure les paramètres S (à l'aide de l'analyseur) afin de calculer la valeur d'inductance.

#### IV.4.2 Résultats des mesures

Cette caractérisation avec composante continue a été réalisée sur une inductance avec une couche de matériau magnétique. La figure suivante donne l'inductance en fonction de la fréquence avec les seuls signaux issus de l'analyseur.



**Fig. N°IV.21 : Inductance en fonction de la fréquence d'une structure une couche**

On note que l'inductance est quasi constante jusqu'à la fréquence de 750 MHz.

Puis on injecte une composante continue afin de la superposer avec les signaux de l'analyseur. La figure ci-dessous donne l'évolution de l'inductance en fonction de la fréquence pour trois valeurs de courant (0,2 ; 0,4 et 0,5 A).

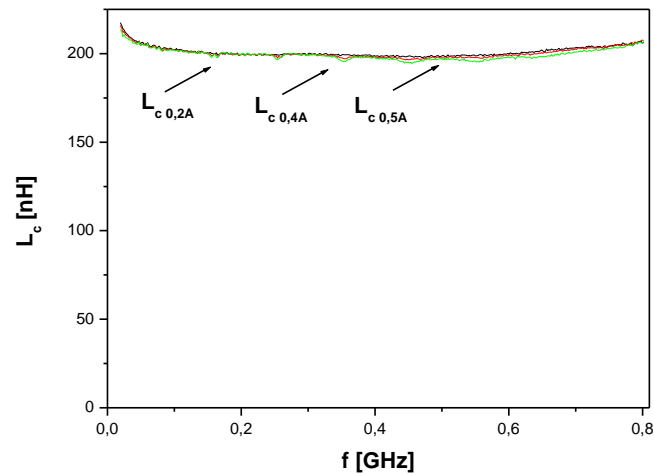


Fig. N°IV.22 : Inductance en fonction de la fréquence d'une structure une couche avec polarisation

Les trois courbes confondues montrent que la polarisation n'influence pas la valeur de l'inductance. Comme dans le cas sans polarisation, l'inductance est quasi constante jusqu'à 750 MHz.

Cette caractérisation avec polarisation démontre la tenue en courant fort de l'inductance intégrée réalisée. Les pistes résistent bien à l'augmentation de l'intensité du courant. Ce test permet aussi de montrer que le YIG ne sature pas dans ces conditions d'utilisation de l'inductance car en cas de saturation, on noterait une diminution de la valeur d'inductance.

Il faut noter que le bonding a fondu pour des courants supérieurs à 0,5 A. Cela est tout à fait justifiable car ce bonding a un diamètre de 25  $\mu\text{m}$ . Il n'est pas adapté à des courants de forte intensité. Ce bonding a été réalisé uniquement pour réaliser les tests à l'analyseur.



## CHAPITRE IV

# Mesures des performances des inductances à couches magnétiques

---

## CONCLUSION

L'utilisation d'un matériau magnétique pour augmenter la valeur d'inductance d'une structure inductive planaire est rendue possible par l'utilisation des techniques de la microélectronique et du micro-usinage. Nous avons consacré ce dernier chapitre aux mesures des performances des dispositifs inductifs utilisant une et deux couches de matériau magnétique. Les mesures réalisées en basses et hautes fréquences ont montré que grâce à l'utilisation du matériau magnétique, on pouvait multiplier par deux la valeur de l'inductance d'une structure avec une couche de matériau magnétique ou multiplier la valeur d'inductance par un facteur proche de la perméabilité magnétique du matériau avec deux couches (structure double couche).

Dans ce chapitre nous avons aussi montré que les valeurs mesurées sur des structures fabriquées sont en bonne concordance avec les valeurs obtenues par simulation. Ces résultats permettent aussi de montrer l'efficacité des méthodes de réalisation et de caractérisation des inductances planaires avec des couches de matériau magnétique. Le test avec injection d'un courant continu nous a permis de montrer que les inductances intégrées réalisées peuvent être utilisées dans des circuits de puissance sans saturer le matériau magnétique (une saturation annulerait les bénéfices dus à la présence de ce matériau) et sans détériorer les pistes.



## CHAPITRE IV

# Mesures des performances des inductances à couches magnétiques

---

### BIBLIOGRAPHIE

[1] Agilent 4284A. *Precision LCR meter operation manual*. Agilent technology.

[2] Ismaïl KHALIL. *Caractérisation magnétique basse fréquence par la méthode de nappe de courant. Conception et fabrication d'un prototype composé de couches minces de Cu et de YIG élaborées par pulvérisation cathodique RF*. Thèse Optique Photonique Hyperfréquence, Saint-Etienne : Université Jean Monnet, octobre 2009, 208p.

[3] Richard Anderson. *S-Parameters techniques for faster, more accurate network design* [en ligne]. Palo Alto California, USA : Hewlett Packard Journal, 1997. Disponible sur <http://www.hp.com/go/tmapnotes>.

[4] Réunion Technique. *Principe de fonctionnement d'un analyseur vectoriel de réseau*. IEEE Student Branch, janvier 2002.

[5] Thomas ROUILLER. *Isolateur coplanaire 40-60 GHz à couche mince magnétique*. Thèse Electronique, Saint-Etienne : Université Jean Monnet, octobre 2006, 195p.

[6] Adoum Kriga. *Etude et réalisation de micro-inductances pour convertisseur DC/DC*. Thèse Optique Photonique Hyperfréquence, Saint-Etienne : Université Jean Monnet, décembre 2008, 144p.

[7] Zhuang Y., Vroubel M., Rejaei B. et Burghartz J. N. *Thin film magnetic materials for RFIC passives*. IEEE Bipolar/BiCMOS circuits and technology meeting BCTM, octobre 2005 pp.26-32.

[8] HACHET L., MEYER O., RODUIT Ph., et al. *Instrumentation pour l'étude aux fréquences microondes d'une transition de phase semi-conducteur-métal, à température induite par un*

*courant. Application aux radômes commandables*. LGEP, Supélec, Université Paris 6, Paris 11, CNRS UMR 8507.

[9] Adam C. Watson, Daniel Melendy, Pascale Francis, et al. *A Comprehensive Compact-Modelling Methodology for Spiral Inductors in Silicon-Based RFICs*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, mars 2004, Vol. 52, N°3, pp. 849-857.

[10] Ali Telli, Simsek Demir and Murat Askar. *Practical Performance of Planar Spiral Inductors*. Proceedings of the 2004 11th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, decembre 2004, ICECS 2004, pp. 487-490.

[11] Ban-Leong Ooi, Dao-Xian Xu et 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.

[12] Bruno Estibals, Corinne Alonso, Alain Salles, et al. *Validation d'outils de simulation d'éléments inductifs pour convertisseur statique intégré*. Rapport LAAS N°02115 9ème colloque « Electronique de puissance du futur », Montpellier (France), 13-15 novembre 2002, pp. 227-232.

[13] Chiaming Alex Chang, Sung-Pi Tseng, Jun Yi Chuang, et al. *Characterization of Spiral Inductors with Patterned Floating Structures*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, mai 2004, Vol. 52, N°5, pp. 1375-1381.

[14] Choon Beng Sia, Kiat Seng Yeo, Manh Anh Do et al. *Metallization Proximity Studies for Copper Spiral Inductors on Silicon*. IEEE Transactions on Semiconductor Manufacturing, mai 2003, Vol. 16, N°2, pp. 220-227.

[15] Eul H.-J, Schiek B. A generalized theory and new calibration procedures for network analyser self-calibration. Transactions on Microwave Theory and Techniques, avril 1991, Vol. 39, N°4, pp. 724-731.

[16] Ferrero A., Pisani U., et Kerwin K. J. A new implementation of a multiport automatic network analyser. Transactions on Microwave Theory and Techniques, novembre 1992, Vol. 40, N°11, pp. 2078-2085.



- [17] Goran Stojanovic et Ljiljana Zivanov. Novel Efficient Method for Inductance Calculation of Inductors with Optimized Layout. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, septembre 2006, Vol. 16, N°5, pp. 463-469.
- [18] Inder J. Bahl and Fellow. *High-Performance Inductors*. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, avril 2001, Vol. 49, N°4, pp. 654-664.
- [19] J. E. Acuna, J. L. Rodriguez, et F. Obelleiro. *Design of Meander Line Inductors on Printed Circuit Boards*. *International Journal of RF and Microwave*, février 2001, Vol. 11, pp. 219-230.
- [20] Jong-Min Lee, Tae-Woo Lee, Sung Ho Park, et al. *Comparison of frequency responses of spiral inductors with different figures*. Institute of Physics Publishing, *Semiconductor Science and Technology*, novembre 2001, Vol. 16, N°2, pp. 66-71.
- [21] K. I. Arai, M. Yamaguchi, H. Ohzeki et al. *Application of YIG film to thin film inductors*. *IEEE Transactions on Magnetics*, novembre 1991, Vol. 27, N°6, pp. 5337-5339.
- [22] Luca Daniel, Charles R. Sullivan and Seth R. Sanders. *Design of microfabricated inductors*. *IEEE Transactions on power electronics*, Juillet 1996, Vol. 14, N°4, pp. 709-723.
- [23] Marian K. Kazimierczuk, Giuseppe Sancineto, Gabriele Grandi, et al. *High-frequency small-signal model of ferrite core inductors*. *IEEE Transactions on Magnetics*, septembre 1999, Vol. 35, N°5, pp. 4185-4191.
- [24] Mina Rais-Zadeh et Farrokh Ayazi. *Characterization of high-Q spiral inductors on thick insulator-on-silicon*. Institute of Physics Publishing, *Journal of Micromechanics Microengineering* 15, Septembre 2005, pp. 2105–2112.
- [25] 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.
- [26] Pantoja R. R., Howes M. J., Richardon J. R., et al. Improved calibration and measurement of the scattering parameters of microwave integrated circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, novembre 1989, Vol. 37, N°11, pp. 1675-1680.

- [27] Ping Li. A new closed form formula for inductance calculation in microstripline spiral inductor design. IEEE 5th Topical Meeting on Electrical Performance of Electronic Packaging, octobre 1996, pp. 58-60.
- [28] R. Murphy-Arteaga, J. Huerta-Chua, A. Diaz-Sanchez et al. *Fabrication, characterisation and modelling of integrated on-silicon inductors*. Microelectronics Reliability, 2003, Vol. 43, pp. 195–201.
- [29] S. Akatimagool, D. Bajon et H. Baudrand. *Modélisation des Circuits Multicouches sur Silicium*.
- [30] Silvonen K. J. A general approach to network analyser calibration. Transactions on Microwave Theory and Techniques, avril 1992, Vol. 40, N°4, pp. 754-759.
- [31] S. Musunuri, P. L. Chapman. Multi-layer Spiral Inductor Design for Monolithic DC-DC Converters. IEEE Power Electronics Specialists Conference 2003, 2003, pp. 1270-1275.
- [32] Soares R. A., Gouzien P., Legaud P., et al. A unified mathematical approach to two-port calibration techniques and some applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, novembre 1989, Vol. 37, N°11, pp. 1669-1674.
- [33] Tony Yeung. *Analysis and Design of On-chip Spiral Inductors and Transformers for Silicon RF Integrated Circuits*. Thèse génie électrique et électronique. Hong Kong : Université de Hong Kong, 1998, 92p.
- [34] X.L Tang, H.W Zhang et H. Shiand X.D. Jiang. *High frequency micro inductor fabricated on NiCuZn ferrite substrates*. Journal of Magnetism and Magnetism and Magnetic Materials, Vol. 293, pp. 812-815.
- [35] Yong-Kyu Yoon et Mark G. Allen. *Embedded conductor technology for micromachined RF elements*. Institute of Physics Publishing, Journal of Micromechanics and Microengineering, 2005, Vol. 15, pp. 1317-1326.

---

---

## Conclusion

---

---

L'objectif global de ce travail était l'étude, la réalisation et la caractérisation des inductances intégrées en utilisant une et deux couches de matériau magnétique d'épaisseur relativement importante. Pour atteindre cet objectif, plusieurs points tels que l'étude expérimentale des composants, la mise en place des techniques de réalisation et de caractérisation des composants et la modélisation des inductances, ont dû être abordés.

L'étude bibliographique faite sur les inductances intégrées a montré que les applications sont nombreuses particulièrement avec la récente croissance dans le domaine des télécommunications et avec le désir actuel de disposer de composants miniaturisés notamment dans les applications pour électronique embarquée. Mais les techniques de mise en œuvre souvent difficiles en empêchent le rapide développement. Par ailleurs, les faibles valeurs obtenues sur des inductances dites "à air" particulièrement répandues dans la littérature obligent à s'interroger sur de nouvelles approches permettant de prendre en compte le désir d'avoir des composants de faibles dimensions mais présentant des valeurs élevée. Deux structures utilisant une couche puis deux couches de matériau magnétique semblent intéressantes et nous avons décidé de nous appuyer sur elles pour effectuer l'étude de l'intégration des inductances. Le matériau magnétique utilisé est le Grenat de fer et d'Yttrium (YIG).

Plusieurs caractérisations réalisées aussi bien en basses fréquences qu'en hautes fréquences montrent que l'apport du matériau magnétique est déterminant dans l'amélioration des performances des inductances. Les résultats obtenus montrent qu'à des dimensions identiques, l'utilisation d'une couche de matériau magnétique permet d'avoir un facteur deux sur la valeur d'inductance d'une structure sans matériau magnétique et ce facteur est peu différent de la perméabilité du matériau magnétique lorsqu'on utilise deux couches de ce matériau de part et d'autre de la spirale. Les résultats de caractérisation couplés aux résultats de simulation ont aussi permis de connaître assez précisément le

comportement fréquentiel des structures. On note que l'utilisation d'une ou de deux couches de matériau magnétique limite le fonctionnement en hautes fréquences des structures. Tandis qu'une structure sans matériau magnétique peut fonctionner jusqu'à 1,2 GHz, une structure avec une couche ne peut fonctionner correctement que jusqu'à 750 MHz et celle avec deux couches jusqu'à 200 MHz à cause des couplages capacitifs importants introduits par le changement de la permittivité du milieu traversé par les lignes de champ.

La caractérisation était précédée d'une phase d'étude et de développement des méthodes de fabrication. La phase d'étude a été conduite par simulation en utilisant un simulateur électromagnétique HFSS. Cette étude a permis de dégager les deux structures, l'une constituée d'une spirale sur une couche de matériau magnétique et l'autre constituée d'une spirale prise en sandwich entre deux couches magnétiques. Cette étude a aussi permis de connaître l'évolution de la valeur d'inductance en fonction de la fréquence, de l'épaisseur du matériau magnétique et en fonction de quelques paramètres géométriques comme la largeur des spires et la distance entre elles. Le comportement des dispositifs fabriqués lors des différentes mesures en basses et hautes fréquences est très proche du comportement simulé à l'aide du logiciel HFSS.

La réalisation est une étape très importante car c'est dans cette partie que toutes les techniques de fabrication sont mises en place. Les procédés de fabrication utilisés sont basés sur le micro-usinage du YIG massif pour obtenir différentes épaisseurs, le dépôt du cuivre devant former la spirale, la photolithographie et la gravure pour former les pistes et la réalisation des connexions par soudure ou par photolithogravure.

Comme on peut le constater, le développement de micro-inductances intégrées nécessite une diversité de compétences allant de la conception à l'aide de logiciels électromagnétiques prenant en compte plusieurs phénomènes physiques liés à l'empilement des couches de propriétés très différentes aux techniques de mesure hyperfréquence prenant en compte la spécificité des inductances de grande valeur en passant par les techniques de la microélectronique adaptées aux structures d'épaisseur relativement épaisse. Un certain nombre de ces points sont nouveaux pour le laboratoire et sont en cours de développement. De nombreux points restent donc à approfondir et le plus urgent reste la réalisation des connexions entre les plots de l'inductance par "via horizontal"

en remplacement du bonding dont la présence sur les inductances double couche rend la mise en place de la seconde couche difficile. D'autre part, la modélisation des structures avec couches magnétiques doit être une priorité afin de prendre en compte une géométrie plus complexe incluant des matériaux nouveaux comme la colle, l'utilisation de méthodes numériques pouvant permettre d'aller plus loin dans la connaissance des structures.

Dans le domaine de la réalisation, il est important d'intensifier les essais afin d'avoir la maîtrise complète de l'utilisation de la résine SU-8 utilisée comme résine épaisse dans la réalisation du via horizontal. Les étapes microtechnologiques dans cette méthode sont complexes mais méritent qu'on s'y intéresse plus afin de remplacer les étapes de la mise en place de la seconde couche de YIG dans les structures double couche.

Il est envisagé à moyen terme l'intégration complète d'un hacheur puis d'un transformateur dans lesquels les structures actuelles vont jouer un rôle important ou être un élément de base. Compte tenu des résultats très encourageants obtenus sur les inductances et en liaison avec les perspectives ci-dessus citées, une collaboration plus poussée et plus fructueuse avec des laboratoires et structures comme Ampère INSA-Lyon, CIME et des partenaires industriels travaillant principalement dans le domaine de l'électronique embarquée est souhaitée.



## **Contribution to the realization of a planar micro-inductor**

Recent advances in telecommunications require new components that can operate at high frequencies and now, electronic requires high quality components. The main purpose of this work is the design, micro-fabrication and characterization of a micro-integrated inductor using properties of a relatively thick layer of magnetic material. As coiled structures are difficult to integrate a planar structure was chosen. Two kinds of devices have been made: a device consisting of one spiral on a layer of magnetic material and another consisting of one spiral sandwiched between two layers of magnetic material. The simulation studies show very good results confirmed by characterisations.

Several high frequencies (using a vector analyzer) and low frequencies (using a LCRmeter) characterizations were made. Results show that the inductance value is multiplied by two in the case of a structure with one layer of magnetic material and by a factor close to the permeability of magnetic material in the case of a double layer structure. In addition, a high current characterization technique using a bias tee and a technique for determining the permeability of the magnetic material using a combination of measurement results and simulation have been implemented.

The integration of passive components such as inductor with relatively thick magnetic layers is made possible by the use of microelectronic and micro-machining techniques.

**Keywords:** Inductor - Electromagnetic Simulation - Microwave Characterization - Micro-machining – Photolithography - YIG – LCRmeter - Vector Network Analyzer





---

<b>Auteur :</b>	ALLASSEM Désiré
<b>Directeur de Thèse :</b>	Jean-Jacques Rousseau
<b>Laboratoire :</b>	DIOM-Université Jean MONNET de Saint-Etienne
<b>Discipline :</b>	Optique Photonique Hyperfréquence

---

### **Contribution à la réalisation d'une micro-inductance planaire**

Les récents progrès dans les télécommunications exigent de nouveaux composants pouvant fonctionner à des fréquences de plus en plus élevées et l'électronique d'une manière générale exige des composants de très bonne qualité. L'objectif principal de ce travail est la conception, la réalisation et la caractérisation d'une micro-inductance intégrée utilisant les propriétés d'une couche relativement épaisse de matériau magnétique.

Les structures bobinées étant difficilement intégrables, une structure planaire a été retenue. Deux types de dispositifs ont été réalisés : une structure composée d'une spirale sur une couche de matériau magnétique et une autre constituée d'une spirale prise en sandwich entre deux couches de matériau magnétique. Les études réalisées par simulation montrent de très bons résultats confirmés par les caractérisations.

Plusieurs essais de caractérisation hautes fréquences (à l'aide d'un analyseur vectoriel) et basses fréquences (à l'aide d'un LCRmètre) ont été réalisés. Les résultats montrent un gain en termes de valeur d'inductance d'un facteur de deux sur la structure une couche et un gain d'un facteur proche de la perméabilité du matériau pour une structure double couche. Par ailleurs, une technique de caractérisation "courant fort" utilisant un té de polarisation et une technique de détermination de la perméabilité du matériau magnétique utilisant la combinaison des résultats de mesure et de simulation ont été mises développées.

L'intégration des composants passifs comme l'inductance à couche magnétique relativement épaisse est possible grâce à l'utilisation des techniques de la microélectronique et de micro-usinage.

**Mots clé :** Inductance – Simulation électromagnétique – Caractérisation hyperfréquence – Micro-usinage – Photolithographie – YIG – LCRmètre – Analyseur vectoriel de réseau