



HAL
open science

Etude des perturbations électromagnétiques rayonnées par des composants magnétiques planaires intégrés : inductances

Mahamat Issa Boukhari

► **To cite this version:**

Mahamat Issa Boukhari. Etude des perturbations électromagnétiques rayonnées par des composants magnétiques planaires intégrés : inductances. Physique [physics]. Université de Lyon, 2019. Français. NNT : 2019LYSES010 . tel-02466804

HAL Id: tel-02466804

<https://theses.hal.science/tel-02466804v1>

Submitted on 4 Feb 2020

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

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

THESE

Pour obtenir le grade de :

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LYON

Opéré par :

L'UNIVERSITE JEAN MONNET DE SAINT-ETIENNE

Ecole Doctorale Science, Ingénierie, Santé ED SIS 488

Discipline : **Optique Photonique, Hyperfréquence**

Présenté et soutenue publiquement le : 19 avril 2019

Par :

BOUKHARI Mahamat Issa

Etude des perturbations électromagnétiques rayonnées par des composants magnétiques planaires intégrés : Inductances

Directeur de thèse :

Jean Jacques ROUSSEAU

Co-Directeur de thèse :

Jean Pierre CHATELON

Composition du Jury :

Président de jury : M. Fabien NDAGIJIMANA, Professeur, G2Elab, Université de Grenoble Alpes, Grenoble - France

Rapporteurs :

M. François COSTA, Professeur, SATIE, Université Paris Est Créteil, Paris - France

M. Fabien NDAGIJIMANA, Professeur, G2Elab, Université de Grenoble Alpes, Grenoble - France

Examinatrice :

Mme. Marie-Ange RAULET, Maitre de Conférence HDR, Ampère, Université de Lyon 1, Lyon, France

Membres :

M. Jean Jacques ROUSSEAU, Professeur, LabHC, Université Jean Monnet de Saint-Etienne, France, Directeur

M. Jean Pierre CHATELON, Maitre de Conférence HDR, LabHC, Université Jean Monnet, Saint-Etienne -France, Co-Directeur

Numéro d'ordre NNT : **2019LYSES010**

« *Tout obstacle renforce la détermination. Celui qui s'est fixé un but n'en change pas* »

Léonard De Vinci

A la mémoire de mon papa MAHAMAT Issa et de mon frère MANSOUR 🕌🕌🕌

A ma chère maman Hadjé ACHSA Boukhari

A mon frère cadet MOUSTAPHA

في ذكرى والدي محمد عيسى وأخي منصور

إلى والدتي العزيزة حجة عائشة بخاري

إلى أخي الأصغر مصطفى



REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire Hubert Curien (LaHC) de l'Université Jean Monnet de Saint Etienne.

Je remercie tout d'abord Allah (Unique Dieu) de m'avoir donné la santé, la force et le courage de finir ce laborieux travail de thèse.

Mes vifs remerciements vont naturellement à tous les membres du Jury et particulièrement aux deux rapporteurs François COSTA et Fabien NDAGIJIMANA d'avoir rapporté sur ma thèse.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à mes encadrants et directeurs de thèse, Jean Jacques ROUSSEAU, professeur à l'Université Jean Monnet de Saint Etienne et Jean Pierre CHATELON, Maitre de conférences HDR à l'IUT de Saint-Etienne, pour leur encadrement et le suivi régulier de mes travaux. Je leur exprime mes vifs remerciements pour leur disponibilité malgré un agenda toujours surchargé, et aussi pour leur expérience et conseils scientifiques qu'ils m'ont prodigué tout le long de ce travail. Et finalement en espérant de ne rien oublier, pour la lecture attentive du manuscrit, pour les remarques pertinentes, les corrections et les conseils de dernières minutes.

Du côté formation, j'adresse toute ma reconnaissance à tous mes enseignants sans exception du primaire jusqu'au supérieure avec lesquels j'ai beaucoup appris et sans leur engagement et sacrifice, je n'aurais atteint ce niveau. 🙏🙏🙏

A présent, j'adresse ma gratitude à l'ambassade de France pour le financement de ma thèse et à l'administration de l'Institut National des Sciences et Techniques d'Abéché (INSTA). Plus particulièrement à son Directeur Général Pr MALLOUM Soultan, de m'avoir cherché la bourse. Je voudrais aussi associer à mes remerciements, tous les collègues du laboratoire Hubert Curien : Chercheurs, doctorants, post-doctorats et stagiaires : Tchadiens, Algériens, Marocains, Sénégalais, Libanais et Français, pour tous les inoubliables moments passés avec vous et dont le travail et le dévouement de certains ont été un modèle pour moi.

Je remercie du fond du cœur mes parents : Hadjé ACHTA Boukhari et le défunt Alhadj MAHAMAT Issa, mes frères et mes sœurs qui m'ont soutenu tout le long de mes études et qui de près ou de loin m'ont apporté leur soutien moral.

Enfin, une pensée émue pour tous les camarades et ami(e)s avec qui j'ai partagé de bons moments pendant mon cursus scolaire. Je m'astreins à un devoir de reconnaissance à l'égard de tous.

Table des matières

TABLE DES MATIERES

Dédicaces

Remerciements

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I : GENERALITES.....	5
INTRODUCTION.....	6
I. GENERALITES SUR LA CEM.....	8
I.1 DEFINITION DE LA CEM.....	8
I.2 LES ELEMENTS DETERMINANTS DE LA CEM.....	9
<i>I.2.1 Source de perturbation EM.....</i>	<i>9</i>
<i>I.2.2 L'élément perturbé ou victime.....</i>	<i>10</i>
<i>I.2.3 Les modes de propagation d'une perturbation EM.....</i>	<i>10</i>
I.3 TYPES DE PERTURBATIONS EM.....	11
<i>I.3.1 Mode différentiel.....</i>	<i>11</i>
<i>I.3.2 Mode commun.....</i>	<i>11</i>
<i>I.3.3 Perturbation en mode conduit.....</i>	<i>12</i>
<i>I.3.4 Les perturbations en mode rayonné.....</i>	<i>14</i>
<i>I.3.5 Résumé sur les types de couplages EM en CEM.....</i>	<i>18</i>
II. GENERALITES SUR LES INDUCTANCES.....	20
II.1 DEFINITION ET SYMBOLE D'UNE INDUCTANCE.....	20
II.2 CONSTITUTION ET TECHNOLOGIE D'UNE INDUCTANCE CLASSIQUE.....	20
II.3 INDUCTANCES PLANAIRES INTEGREES.....	21
<i>II.3.1 Définition et technologie.....</i>	<i>21</i>
<i>II.3.2 Constitution et types d'inductances planaires.....</i>	<i>21</i>
II.4 FONCTIONS DES INDUCTANCES INTEGREES.....	22
III. LES INDUCTANCES INTEGREES DANS UN CIRCUIT.....	24
III.1 INTEGRATION DANS UN IC : TECHNOLOGIE CMOS.....	25
III.2 INTEGRATION SUR UN MEME SUBSTRAT.....	26
CONCLUSION.....	29
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

CHAPITRE II : ETAT DE L'ART.....	34
INTRODUCTION.....	35
I. LES MOYENS ET METHODES DE CARACTERISATION.....	36
I.1 MOYENS ET METHODES EXPERIMENTALES	36
<i>I.1.1 Méthode TEM-cell</i>	<i>36</i>
<i>I.1.2 Méthode EMC-Strip-line.....</i>	<i>38</i>
<i>I.1.3 La méthode scan champ proche.....</i>	<i>40</i>
<i>I.1.4 Autre méthode expérimentale : La méthode optique</i>	<i>43</i>
I.2 METHODES NUMERIQUES.....	44
I.3 METHODES ANALYTIQUES	46
II. CEM DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES	48
CONCLUSION.....	63
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

CHAPITRE III : APPROCHES RETENUS : SIMULATION ET MESURE

INTRODUCTION.....	68
I. L'APPROCHE NUMERIQUE.....	69
I.1 POURQUOI UNE SIMULATION NUMERIQUE ?	69
I.2 LE SIMULATEUR CHOISI : HFSS.....	69
<i>I.2.1 La Méthode des Eléments Finis (MEF)</i>	<i>70</i>
<i>I.2.2 Principe de calcul du simulateur HFSS.....</i>	<i>71</i>
<i>I.2.3 Résultats donnés par HFSS.....</i>	<i>72</i>
I.3 LES PRINCIPALES ETAPES DE SIMULATION.....	74
<i>I.3.1 Les principaux paramètres de simulation.....</i>	<i>75</i>
<i>I.3.2 Conditions de simulations.....</i>	<i>76</i>
II. PRESENTATION DES STRUCTURES ETUDIEES.....	77
II.1 STRUCTURE A AIR.....	78
II.2 STRUCTURE AVEC UNE COUCHE DE MATERIAU MAGNETIQUE.....	78
II.3 STRUCTURE A DEUX COUCHES DE MATERIAU MAGNETIQUE	79
III. PRINCIPES D'ETUDE ET PROBLEMES RENCONTRES.....	79
III.1 METHODE D'ETUDE ET CALCUL DU CHAMP RAYONNE	80

III.2	MODE D'EXCITATION	81
III.3	PROBLEME RENCONTRE : NORMALISATION DU CHAMP RAYONNE.....	82
IV.	DETERMINATION DU COURANT DANS UNE SPIRE	83
V.	APPROCHE EXPERIMENTALE	87
V.1	MESURE DE CHAMP PROCHE.....	87
V.2	PRINCIPE DE MESURE RETENUE	87
V.3	LE BANC DE MESURE DEVELOPPE	88
V.1	MODE D'ALIMENTATION DU COMPOSANT	90
V.2	PROTOCOLE DE MESURE	91
VI.	SONDE DE MESURE DU CHAMP <i>H</i>	92
VI.1	PRINCIPE DE MESURE D'UNE SONDE A BOUCLE	92
VI.2	SONDE DE MESURE UTILISEE.....	93
	<i>VI.2.1 Constitution de la sonde de mesure.....</i>	<i>93</i>
	<i>VI.2.2 Dimensions géométriques de la sonde de mesure.....</i>	<i>93</i>
	<i>VI.2.3 Mise en œuvre de la sonde</i>	<i>94</i>
VI.3	INFLUENCE DE LA SONDE SUR LE CHAMP A MESURER.....	95
VI.4	POSITIONNEMENT DE LA SONDE EN <i>Z</i>	96
VI.5	CALIBRAGE DE LA SONDE DE MESURE	98
	CONCLUSION.....	104

Références bibliographiques

CHAPITRE IV : FABRICATION DES COMPOSANTS ET RESULTATS

INTRODUCTION.....	110
I. FABRICATION DE COMPOSANTS	111
I.1 PREPARATION DU SUBSTRAT MAGNETIQUE	112
I.2 FABRICATION DE LA SPIRALE	113
I.3 REALISATION DE L'ISOLANT ET DE LA CONNEXION AIR-BRIDGE	114
I.4 REPORT DE LA COUCHE MAGNETIQUE SUPERIEURE.....	115
II. RESULTATS DE SIMULATION ET MESURE.....	116
II.1 RAPPEL DU PRINCIPE D'ETUDE	116
II.2 CHAMP EMIS PAR UNE INDUCTANCE AIR	118

II.3	CHAMP EMIS PAR UNE INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATERIAU MAGNETIQUE	123
II.3.1	<i>H_{zmax} fonction de la hauteur de mesure</i>	123
II.3.2	<i>H_z rayonné par les inductances à une couche magnétique</i>	126
II.4	INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR DE LA COUCHE MAGNETIQUE SUR LE CHAMP EMIS.	128
II.5	CHAMP EMIS PAR UNE INDUCTANCE A DEUX COUCHES DE MATERIAU MAGNETIQUE ET BLINDAGE DU COMPOSANT	130
II.6	INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR DE LA COUCHE SUPERIEURE DU MATERIAU MAGNETIQUE ET BLINDAGE DU COMPOSANT	134
II.6.1	<i>Influence de l'épaisseur de la couche magnétique supérieure sur le blindage du composant.</i>	135
II.6.2	<i>Contribution de la couche supérieure</i>	136
II.6.3	<i>Facteur de mérite</i>	138
II.7	INFLUENCE DE LA PERMEABILITE DU MATERIAU MAGNETIQUE SUR LE BLINDAGE DU COMPOSANT	139
II.7.1	<i>Influence de μ_r sur le champ H_z rayonné par inductance à une couche</i>	139
II.7.2	<i>Influence de μ_r sur le champ H_z rayonné par inductance à 2 couches</i>	140
II.7.3	<i>Efficacité de blindage</i>	141
	Conclusion	145
	Références bibliographiques du chapitre IV	
	CONCLUSION GENERALE	147
	Annexe	
	Résumé et Abstract	

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

La compatibilité électromagnétique (CEM) est une branche de l'électromagnétisme qui étudie les problématiques d'interférences électromagnétiques entre 2 dispositifs/composants électroniques et apporte des solutions. Dans la course actuelle à la miniaturisation et à l'intégration de plusieurs composants électroniques dans un seul boîtier voire sur une seule puce, ceci se traduit par un rapprochement entre ces composants et un accroissement des problèmes d'interférences électromagnétiques qui peuvent causer un dysfonctionnement du circuit.

L'inductance est un composant magnétique très présent dans de nombreuses applications. Elle constitue l'élément fondamental voire incontournable pour les circuits d'électroniques HF et d'électronique de puissance. L'intégration de l'inductance dans un circuit intégré reste encore une grande contrainte d'un point de vue CEM. L'inductance étant connue pour son rayonnement électromagnétique, elle peut être la source de perturbation dans un circuit. Pour assurer un bon fonctionnement des autres composants qui se trouvent dans son environnement rapproché, il est indispensable d'avoir une maîtrise des émissions électromagnétiques en champ proche de cette inductance.

Dans la littérature, de nombreuses études traitent l'émission des inductances discrètes, des composants actifs et des circuits intégrés. Les travaux sur les inductances bobinées s'intéressent par exemple à l'étude d'influence du bobinage sur le champ rayonné. Très peu des travaux traitent les émissions EM rayonnées des inductances planaires intégrées et moins encore ceux qui s'intéressent à la quantification de leur rayonnement en présence d'un matériau magnétique et de leur blindage magnétique.

Depuis quelques années, l'équipe composant passifs RF et HF du laboratoire Hubert Curien s'intéresse à la conception, à la réalisation et à la caractérisation des composants passifs planaires pour des applications dans les domaines radiofréquences et hyperfréquences. Concernant plus particulièrement le domaine des radiofréquences, il s'agit d'inductances et de transformateurs. Les applications de ces composants intégrés concernent l'électronique HF et l'intégration de convertisseurs dans le domaine de l'électronique de puissance. Les composants passifs tels qu'inductance et transformateur constituent des sources de perturbations électromagnétiques majeures qui peuvent fortement perturber le fonctionnement des circuits

analogiques ou numériques se situant dans un environnement proche. Notre contribution dans cette thèse pour la résolution de ce problème est de :

- Quantifier dans un premier temps par le moyen de la simulation numérique et de mesure expérimentale, les émissions rayonnées en champ proche des inductances planaires intégrées sans et avec une ou deux couches de matériau magnétique ;
- Limiter le champ électromagnétique rayonné par ce composant en utilisant un blindage magnétique ;
- Etudier l'influence des paramètres tels que l'épaisseur du blindage et la perméabilité relative μ_r du matériau magnétique sur le blindage du composant.

Pour répondre à ces objectifs, les travaux rendus dans ce manuscrit se divisent en quatre chapitres comme suit :

Le premier chapitre de ce document évoque une généralité sur la compatibilité électromagnétique (CEM) et sur les composants magnétiques intégrés, précisément les inductances. Nous abordons ce chapitre par quelques définitions de la CEM des différents types de perturbations électromagnétiques, leur origine ainsi que leur mode de propagation. Ensuite, nous présentons les inductances planaires intégrées. Nous évoquons particulièrement leur constitution, leurs avantages sur les inductances classiques et leur fonction principale dans les différentes applications. Le premier chapitre est clôturé par un tour d'horizon effectué sur les techniques d'intégration des inductances planaires dans un circuit intégré. Cette dernière partie, à pour but de présenter le mode d'intégration d'une inductance dans un circuit intégré et les éventuelles nécessités d'évaluer leur niveau d'émission EM rayonnée.

Le deuxième chapitre est consacré au choix des outils et méthodes permettant d'étudier les émissions électromagnétiques rayonnées des inductances intégrées. Nous avons dans un premier temps effectué un état de l'art détaillé sur les moyens et méthodes de caractérisation des émissions électromagnétiques rayonnées des inductances intégrées. Pour chacune de méthodes rencontrées, nous évoquons son principe de fonctionnement, ses avantages et inconvénients, ainsi que les outils qu'elle utilise. A la fin de ce chapitre, nous présentons également un état de l'art détaillé sur la CEM des composants électroniques en générale (composants actifs et passifs).

Le troisième chapitre présente les approches retenues pour le cas de notre étude. Il s'agit de simulation sur un logiciel appelé HFSS et des mesures expérimentales à l'aide d'un banc de

mesure champ proche que nous avons développé. Des méthodes adaptées à la résolution de nos préoccupations ont été développées et présentées dans ce chapitre.

Le quatrième et dernière chapitre est consacré à la présentation des résultats obtenus en mesure et simulation. Premièrement, nous commençons ce chapitre par une brève présentation des étapes de fabrication des inductances étudiées. Ensuite, nous comparons les résultats obtenus en simulation et mesure sur les émissions magnétiques rayonnées des inductances intégrées. Les interprétations et les justifications de ces résultats, nous ont permis de valider les approches retenues, ainsi que les méthodes développées.

Enfin, une conclusion générale résumant tous les travaux effectués et des perspectives mettront fin à ce manuscrit.

Chapitre I :

GENERALITES

SOMMAIRE

INTRODUCTION

I. GENERALITES SUR LA CEM.....	8
I.1 DEFINITION DE LA CEM.....	8
I.2 LES ELEMENTS DETERMINANTS DE LA CEM.....	8
<i>I.2.1 Source de perturbation EM.....</i>	<i>9</i>
<i>I.2.2 L'élément perturbé ou victime.....</i>	<i>10</i>
<i>I.2.3 Les modes de propagation d'une perturbation EM.....</i>	<i>10</i>
I.3 TYPES DE PERTURBATIONS EM.....	11
<i>I.3.1 Mode différentiel.....</i>	<i>11</i>
<i>I.3.2 Mode commun.....</i>	<i>11</i>
<i>I.3.3 Perturbation en mode conduit.....</i>	<i>12</i>
<i>I.3.4 Les perturbations en mode rayonné.....</i>	<i>14</i>
<i>I.3.5 Résumé sur les types de couplages EM en CEM.....</i>	<i>18</i>
II. GENERALITES SUR LES INDUCTANCES.....	20
II.1 DEFINITION ET SYMBOLE D'UNE INDUCTANCE.....	20
II.2 CONSTITUTION ET TECHNOLOGIE D'UNE INDUCTANCE CLASSIQUE.....	20
II.3 INDUCTANCES PLANAIRES INTEGREES.....	21
<i>II.3.1 Définition et technologie.....</i>	<i>21</i>
<i>II.3.2 Constitution et types d'inductances planaires.....</i>	<i>21</i>
II.4 FONCTIONS DES INDUCTANCES INTEGREES.....	22
III. LES INDUCTANCES INTEGREES DANS UN CIRCUIT.....	24
III.1 INTEGRATION DANS UN IC : TECHNOLOGIE CMOS.....	25
III.2 INTEGRATION SUR UN MEME SUBSTRAT.....	26
CONCLUSION.....	29
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

Chapitre I :

GENERALITES

INTRODUCTION

La compatibilité électromagnétique (CEM) est une branche de l'électromagnétisme qui étudie les problématiques d'interférences électromagnétiques entre 2 dispositifs ou composants électroniques et apporte des solutions. L'intégration des composants magnétiques planaires tels que inductances et transformateurs dans un circuit intégré reste encore un défi pour les concepteurs et chercheurs à cause de leur perturbation électromagnétique.

Le présent chapitre a pour objectif de donner quelques notions théoriques sur la compatibilité électromagnétique et les composants magnétiques planaires intégrés. Pour cela, le présent chapitre est divisé en trois grandes parties :

- Dans la première partie, nous évoquons une introduction générale sur la compatibilité électromagnétique : sa définition, ses problématiques et les types de couplages EM que l'on peut rencontrer.
- Dans la deuxième partie, nous rappelons la définition, la constitution et les applications des composants magnétiques planaires intégrés, et plus précisément de l'inductance.
- Enfin, nous proposons un bref état de l'art sur les façons dont sont intégrés les inductances planaires dans un circuit avec pour objectif de montrer leurs positions dans un boîtier par exemple.

I. GENERALITES SUR LA CEM

Cette partie a pour objectif de donner une notion générale sur la CEM, et sur les types de perturbations électromagnétiques qui intéressent la CEM. Ainsi, nous évoquons en premier temps la définition de la CEM et les éléments acteurs de la CEM. Ensuite, nous évoquons les différents types de perturbations électromagnétiques que l'on peut rencontrer en CEM.

I.1 Définition de la CEM

La CEM ou encore la compatibilité électromagnétique est définie par la norme CEI¹ 61000 du CISPR² comme : « L'aptitude d'un appareil ou d'un système (électrique/électronique) à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante, sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout composant qui se trouve dans son environnement ».

La CEM aborde la problématique d'interférence EM entre les composants de deux façons distinctes : l'émission électromagnétique et l'immunité électromagnétique.

- Pour l'émission EM, la CEM s'intéresse à analyser puis limiter le niveau de perturbation EM produit par un système ou composant afin que les autres composants dans son environnement ne soient pas perturbés ni ne s'auto-perturbent.
- Pour l'immunité, la CEM analyse la susceptibilité électromagnétique d'un composant vis-à-vis des perturbations EM provenant de son environnement ou de lui-même. Puis apporte des solutions afin de limiter ces perturbations électromagnétiques. Ainsi, l'immunité en CEM consiste à analyser puis accroître la capacité d'un composant à résister aux perturbations EM provenant de son environnement.

De plus, la CEM s'intéresse aux moyens et méthodes permettant de vérifier la compatibilité réelle des composants avec leur environnement.

I.2 Les éléments déterminants de la CEM

Dans un circuit électronique, une perturbation EM est produite naturellement par un composant, agressant un autre composant se trouvant dans son environnement. Le composant producteur de la perturbation est appelé source et l'élément qui subit la perturbation est appelé victime. Le chemin qu'emprunte une perturbation EM pour modifier le fonctionnement normal de la victime est appelé le couplage ou mode de propagation.

¹CEI : Commission Electrotechnique International

²CISPR : Comité International Spécial des Perturbation Radioélectrique

La problématique de la CEM apparaît uniquement lorsque ces trois éléments : source, couplage et victime sont réunis (cf. figure I.1). Dans ce paragraphe, nous proposons une brève définition de chaque élément, son origine ainsi que l'étude permettant de l'identifier.



Figure I.1 : Eléments déterminants de la CEM.

I.2.1 Source de perturbation EM

Tout d'abord, une perturbation électromagnétique (PEM) est un signal électromagnétique non désiré, courant, tension ou champ électromagnétique, qui vient modifier le fonctionnement normal d'un composant. Elle peut être de nature variable. Les trois exemples ci-après illustrent quelques perturbations typiques.

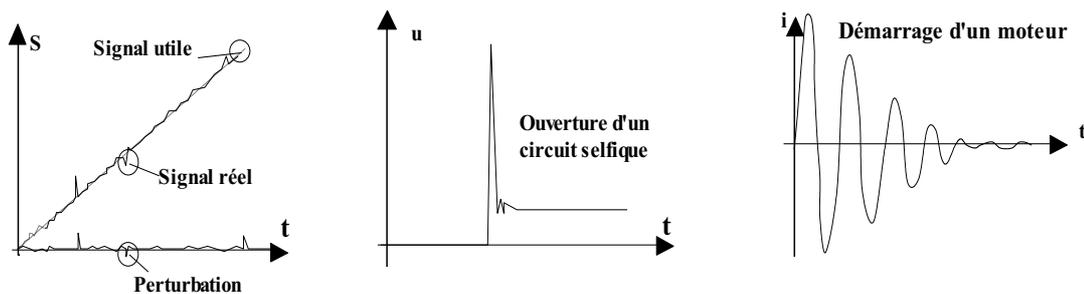
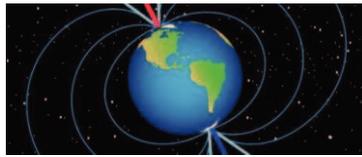


Figure I.2 : Exemples des perturbations

La source de perturbation EM est l'élément à l'origine de ce signal électromagnétique non désiré. En effet, Il existe 2 types de sources de perturbations qui sont classées en fonction de leur origine de provenance : les sources naturelles et les sources artificielles.

- Sources naturelles : ce sont les sources de perturbations générées par la nature et ne peuvent pas être contrôlées malheureusement par l'humain. L'exemple d'une foudre, du champ magnétostatique terrestre, d'une éruption solaire ou encore d'une décharge électrostatique. Les sources naturelles sont généralement considérées comme des générateurs d'impulsions caractérisées par une décharge électrique ou rayonnement d'un champ électromagnétique de forte amplitude ($100kA/\mu s$ par exemple) sur la victime.



Champ magnéto terrestre



Décharge électrostatique



Foudre

Figures I.2 : Sources de perturbations naturelles

- Les sources artificielles : ce sont des sources de perturbations d'origine humaine. Elles sont aussi appelées les sources de perturbations intentionnelles. Il s'agit des signaux produits par des appareils fabriqués par l'Homme comme : le radar, les antennes relais, les téléphones portables, les moteurs électriques, les commutateurs, les composants électroniques, etc.

L'étude permettant de qualifier un dispositif comme source de perturbations électromagnétiques est l'étude d'émission EM. Il faut aussi noter que parfois certaines sources peuvent être perturbées par d'autres sources de perturbations EM ou s'auto-perturber selon l'environnement électromagnétique où elles vivent.

I.2.2 L'élément perturbé ou victime

Dans un environnement électromagnétique pollué, l'élément qui subit la perturbation est appelé : la victime. Un dispositif est considéré comme victime lorsque son niveau de susceptibilité est gravement atteint. On réalise alors une étude de susceptibilité EM pour caractériser un composant comme victime.

I.2.3 Les modes de propagation d'une perturbation EM

Une perturbation électromagnétique peut se propager via la liaison physique qui relie la source à la victime en forme de tension et de courant électrique [1] ou par rayonnement du champ électromagnétique à travers l'espace. Le mode de propagation d'une perturbation EM appelé aussi couplage électromagnétique indique le chemin qu'emprunte une perturbation générée par la source pour agresser une victime (figure I.3). Nous distinguons ainsi, deux modes de propagation d'une perturbation EM : la perturbation propagée en mode conduit et la perturbation propagée en mode rayonné. La figure I.3 illustre les deux modes de propagation d'une perturbation électromagnétique entre une source et une victime.

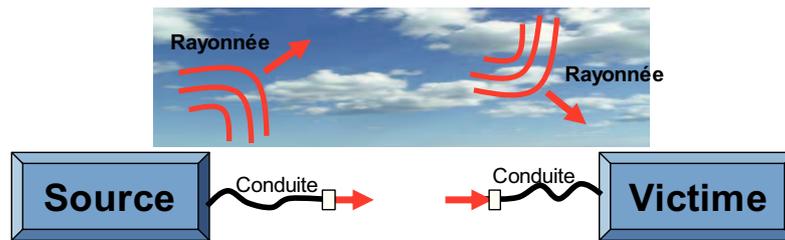


Figure I.3 : Mode de propagation de perturbation EM.

I.3 Types de perturbations EM.

Dans ce paragraphe, nous donnons quelques précisions sur les 2 types de perturbation EM : la perturbation en mode conduite et la perturbation en mode rayonné. Nous allons évoquer les différents types de couplage que peuvent engendrer ces perturbations, leur origine ainsi que l'effet qui les caractérise. A priori, il faut rappeler que la propagation d'une perturbation conduite ou rayonnée dépend de la façon ou du mode de connexion d'un circuit. Ainsi, nous proposons tout d'abord un bref rappel sur la définition de 2 modes de connexion d'un circuit permettant de déterminer la circulation d'un signal électrique dans un circuit. Ils s'agissent du mode commun et du mode différentiel.

I.3.1 Mode différentiel

Le mode différentiel est le mode classique de propagation du signal électrique. Dans un circuit alimenté par 2 fils, le courant en mode différentiel circule sur l'un des conducteurs et revient en sens opposé sur l'autre conducteur (figure I.4). Ce mode est caractérisé par la circulation du courant dans un sens et son retour par un sens opposé vers la masse. En générale, les perturbations EM induites en mode différentiel sont faibles et souvent négligeables si les 2 conducteurs sont très proches et loin de la source de perturbation.

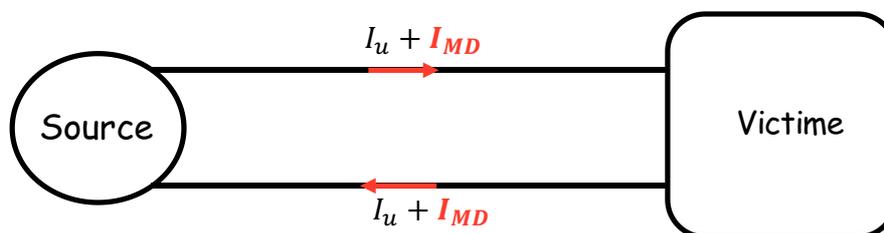


Figure I.4 : Signal se propageant en mode différentiel

I.3.2 Mode commun

Le mode commun est le mode qui pose le plus de problème en CEM conduite [2]. Lorsque la source et la victime sont reliées par une masse commune ou par un couplage capacitif, le courant de mode commun circule sur tous les conducteurs dans le même sens et

revient par la masse (figure I.5). Le mode commun est caractérisé par la création d'une différence de potentiel entre les conducteurs et le plan de masse qui favorise la circulation d'un autre courant parasite dans le circuit. Les perturbations EM engendrées dans ce mode ne sont pas négligeables et peuvent être néfastes pour la victime.

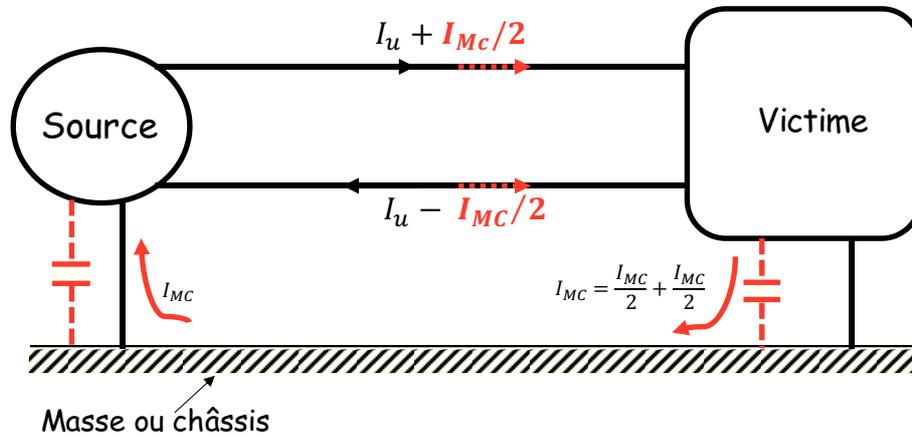


Figure I.5 : Signal propageant en mode commun

I.3.3 Perturbation en mode conduit

Une perturbation est dite en mode conduit lorsqu'elle se propage via la liaison physique reliant la source à la victime. Les perturbations conduites sont caractérisées par une variation rapide de courant ou de tension parasite ($\frac{di}{dt}$ ou $\frac{dv}{dt}$) au niveau de la victime. La perturbation en mode conduit se développe dans le câble ou conducteur qui relie la source à la victime. En fonction du mode de connexion du circuit, on distingue deux types de couplages possibles en perturbation conduite [2] : Le couplage par impédance commune et le couplage carte à châssis.

I.3.3.1 Couplage par impédance commune

Le couplage par impédance commune : est une perturbation électromagnétique qui apparaît lorsqu'une impédance est partagée par plusieurs circuits parcourus par un courant électrique variable. Il faut rappeler que tout conducteur présente une impédance non nulle. Ce conducteur se comporte comme une résistance si la variation du courant qui le parcourt est très faible ou comme une inductance non négligeable si la variation du courant est très élevée. Ainsi, lorsque la source et la victime sont connectées à la même impédance par un conducteur parcouru par un courant, des différences de potentiels parasites (en fonction de la fréquence du signal) sont créées dans le conducteur. Dans ces conditions, la victime voit la différence des deux signaux ($U_{\text{utile}} - \Delta U_{\text{parasite}}$), ce qui peut conduire à un fonctionnement anormal de la victime. Le couplage par impédance commune est caractérisé par l'effet de la tension parasite qui

engendre une modification d'amplitude du signal utile et conduit à une perturbation du fonctionnement de la victime.

La figure I.6 donne un exemple illustratif des fils de liaison utilisés entre un capteur, un conditionneur et assure également une autre liaison : circuit numérique fonctionnant à une certaine fréquence. Normalement, le courant entre le capteur et le conditionneur est relativement faible, la chute de tension dans l'impédance de liaison est alors négligeable. Dans ces conditions, la tension à l'entrée du conditionneur est égale à la tension \mathcal{V}_e . A cause du courant I_p (provenant du circuit numérique), cette chute de tension \mathcal{V}_e n'est plus négligeable et le conditionneur voit alors la somme des deux tensions ($\mathcal{V}_e + \mathcal{V}_p$), ce qui peut conduire à des résultats catastrophiques.

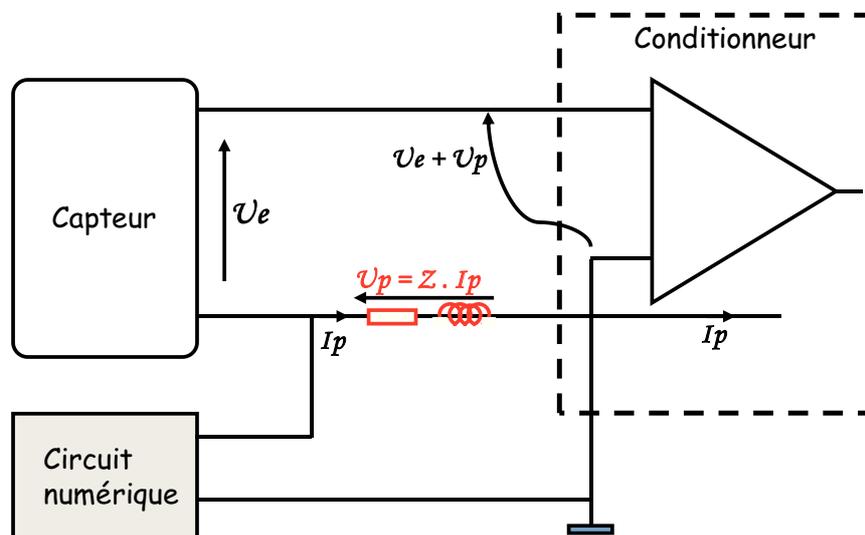


Figure I.6 : Exemple de couplage par impédance commune.

I.3.3.2 Couplage capacitif carte à châssis

Le couplage capacitif carte à châssis : C'est un type de perturbation électromagnétique créée entre un circuit et son châssis (figure I.7). Lorsque le circuit est soumis à une tension variable (provenant d'un fil d'alimentation par exemple), entre le circuit et son plan de masse (châssis) se crée une capacité dans laquelle un courant parasite peut circuler. Par conséquent, ce courant parasite modifiera le fonctionnement des composants se trouvant dans le circuit. Le couplage capacitif carte à châssis est caractérisé par l'effet de la circulation d'un courant parasite variable dans le circuit.

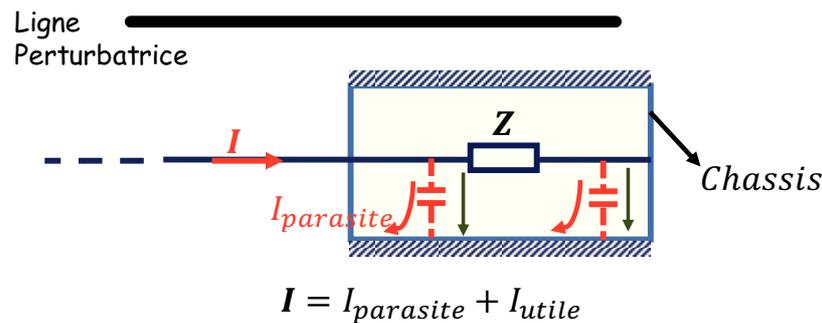


Figure I.7 : Couplage par carte à châssis.

I.3.4 Les perturbations en mode rayonné.

On parle d'un couplage ou perturbation en mode rayonné lorsque la perturbation électromagnétique de la source vers la victime s'effectue sans aucune liaison physique qui les relie. Les perturbations EM rayonnées sont caractérisées par la « propagation » de champ électrique ou de champ magnétique ou de champ électromagnétique rayonné par un composant (source) qui va attaquer un autre composant (victime). On distingue deux types de couplages pour ce mode [3] qui sont :

- Couplage en champ lointain ;
- Couplage en champ proche.

Ces types de couplages sont limités physiquement par des zones qui sont appelées : zone de champ proche et zone de champ lointain. La notion de la zone de champ proche et zone de champ lointain est toujours mise en évidence dans le domaine de la CEM. Cependant, nous proposons dans cette partie une définition sur la limite de ces 2 zones. Puis, nous évoquons les types de couplage que l'on peut rencontrer quand on se trouve dans une zone parmi les deux.

I.3.4.1 Limite de la zone de champ proche et lointain

La délimitation de ces zones (champ proche et champ lointain) est définie par un diagramme appelé le diagramme de Rayleigh, Fresnel et Fraunhofer [4] [5] (figure I.8). Ce diagramme se base sur l'évolution de l'impédance d'onde en fonction de la distance qui sépare la source de rayonnement, au point où le champ rayonné est caractérisé. L'impédance d'onde est définie par le rapport entre le module du champ électrique et le module du champ magnétique.

$$Z = \frac{|E|}{|H|}$$

Le diagramme déterminant ces zones est présenté par la figure I.8.

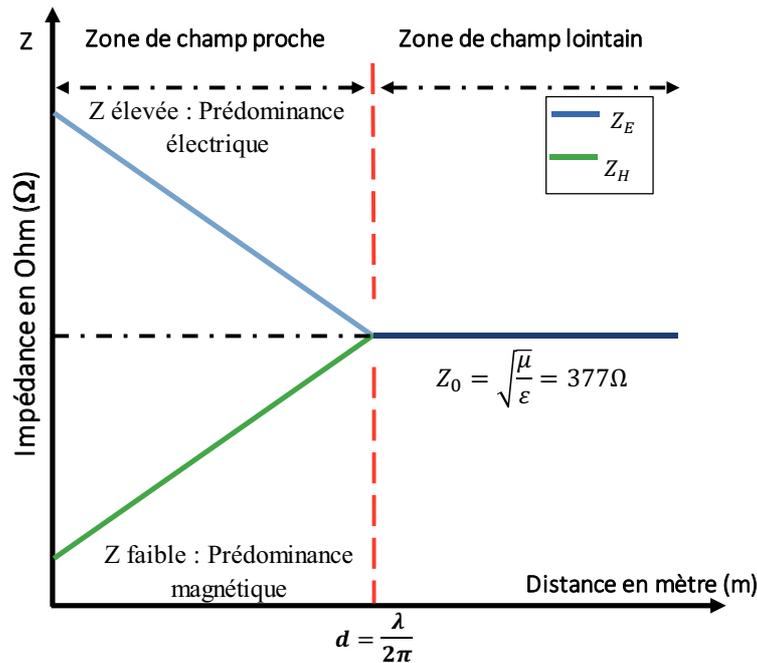


Figure I.8 : Diagramme d'impédance de champ.

A partir de ce diagramme, nous pouvons définir tout simplement la zone de champ proche comme la zone constituée de l'ensemble des points dont la distance avec la source perturbatrice est inférieure à $\frac{\lambda}{2\pi}$ [5]. La valeur de l'impédance d'onde $Z_0 = 377\Omega$ n'est donc pas vraie. Il est ainsi possible de mesurer séparément le champ électrique et le champ magnétique. Dans le cas d'une inductance, la zone de champ proche est caractérisée par une forte intensité du champ magnétique.

La zone de champ lointain est définie comme la zone lorsqu'on observe le champ rayonné par la source à une grande distance d supérieure à un sixième de la longueur d'onde $\frac{\lambda}{2\pi}$ [5] [6]. Ainsi donc la valeur de l'impédance d'onde est égale à $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377\Omega$. Le champ électrique et magnétique sont confondus.

Dans le cadre de nos travaux, nous ne nous intéressons qu'au couplage rayonné en champ proche pour la raison principale qui est : L'intégration de nos composants dans un circuit intégré. Ceci se traduit par la présence d'autres composants à des distances très faibles. Distances bien souvent inférieures à quelques millimètres. Ainsi, les autres composants situés à proximité immédiate constitueront des victimes.

I.3.4.2 Couplage champ proche

Le couplage champ proche comme son nom l'indique est le type de couplage qui apparaît lorsque la source de rayonnement et la victime se trouvent à une distance très proche et échangent de l'énergie. Dans ce type de couplage, on parle souvent d'une perturbation ou interférence mutuelle. Il en sorte deux cas de couplages en champ proche :

- Couplage par diaphonie capacitive ou couplage par champ électrique : c'est une perturbation électromagnétique produite fondamentalement par le champ électrique rayonné par un conducteur qui va perturber un autre conducteur voisin. La source perturbatrice est couplée au signal utile via une liaison capacitive. Dans ces conditions, il se rajoute au signal utile un autre signal qui est le signal parasite.

La figure I.9 ci-après illustre le principe de phénomène de base d'un couplage par diaphonie capacitive.

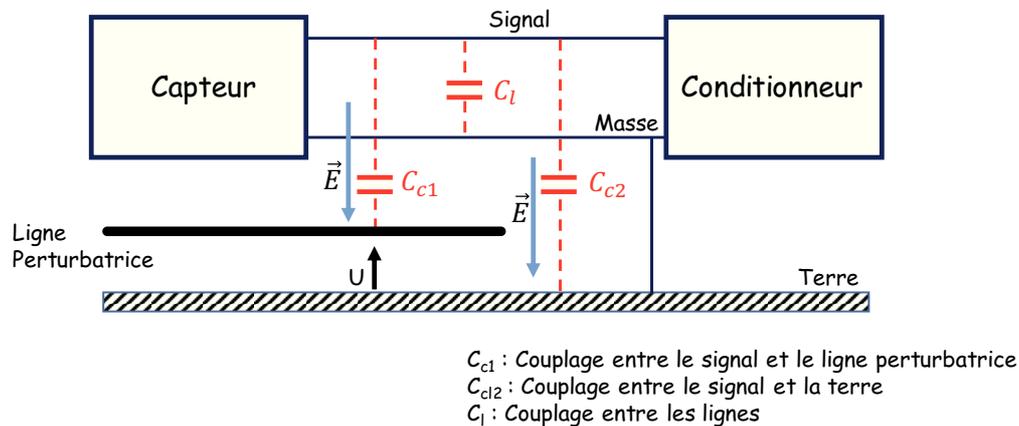


Figure I.9 : Couplage par diaphonie capacitive.

- Couplage par diaphonie inductive : correspond à une perturbation électromagnétique produite par le champ magnétique variable rayonné par un circuit (source) qui va venir perturber un autre circuit voisin (victime) se comportant comme une boucle. Le couplage par diaphonie inductive est caractérisé par l'effet d'une tension parasite variable aux bornes de la victime.

Une illustration de ce mode de couplage champ proche est présentée par la figure I.10 ci-après.

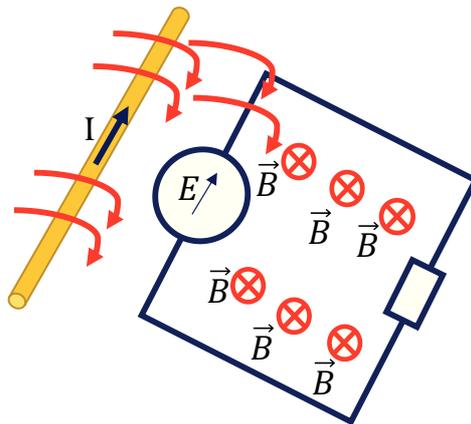


Figure I.10 : Couplage par diaphonie inductive.

Nous pouvons retrouver ce type de couplage (*par diaphonie inductive*) dans la mesure en champ proche du champ magnétique rayonné par une inductance. La figure I.12 ci-après illustre la mesure en champ proche du champ magnétique rayonné par l'inductance en présence d'un autre élément perturbateur qui se trouve dans son environnement.

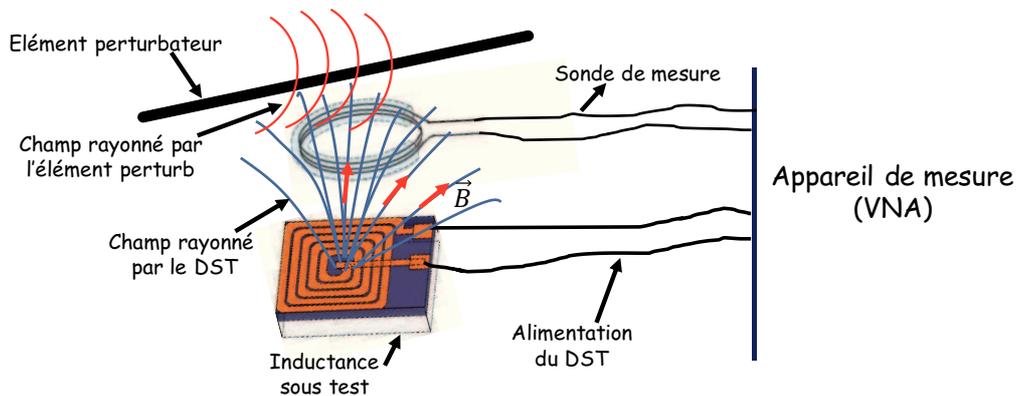


Figure I.12 : Illustration du couplage par diaphonie inductive.

Au champ rayonné par l'inductance sous test peut se superposer tout champ magnétique rayonné par un élément perturbateur (alimentation variable, horloge, système numérique, ...). La variation du champ magnétique rayonné par ce perturbateur, va induire aux bornes de la sonde de mesure une *f.é.m.* perturbatrice qui s'ajoute à la *f.é.m.* correspondant au champ rayonné par le DST. Au final, le signal mesuré ne sera pas proportionnel au champ magnétique rayonné uniquement par l'inductance sous test mais au champ rayonné par l'inductance sous test et l'élément perturbateur.

I.3.4.3 Couplage champ lointain

Deux types de couplage peuvent être distingués en zone de champ lointain : il s'agit du couplage champ à fil appelé aussi couplage champ à câble et couplage champ à boucle.

- Couplage champ à fil ou champ à câble : Lorsqu'un conducteur est soumis à un champ électrique variable, il se crée dans ce conducteur un signal électrique parasite. Le champ électrique variable génère aux bornes du conducteur une tension parasite variable (de même fréquence) qui se superpose au signal utile. Le couplage champ à fil est caractérisé par l'augmentation de l'amplitude du signal utile dans le circuit. La figure I.11 ci-après illustre le couplage champ à fil.

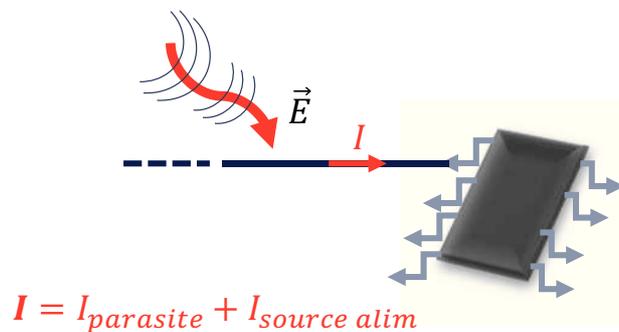


Figure I.11 : Couplage champ à fil.

- Couplage champ à boucle : c'est un type de perturbation EM qui est dû à l'effet d'un champ magnétique variable dans une boucle. A travers la surface de la boucle constituée par exemple par un conducteur, on observe un champ magnétique variable. Les variations de ce champ induit une force électromotrice (figure I.12).

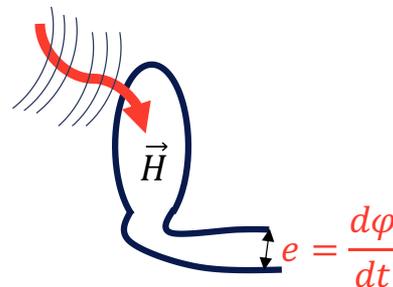


Figure I.12 : Couplage champ à boucle

I.3.5 Résumé sur les types de couplages EM en CEM

Le tableau ci-après récapitule tous les types de couplages EM que nous pouvons rencontrer en CEM. Les effets qui sont à l'origine de ces couplages et les conséquences engendrées sur la victime.

Types de PEM	Couplages	Origine :	Conséquences
PEM conduite	Impédance commune	Effet d'un courant circulant dans un conducteur	Création d'une DDP parasite

	Carte à châssis	Effet d'une tension variable entre circuit et la masse la plus proche	Création d'une tension induite
PEM rayonné en champ proche	Diaphonie inductive	Effet courant variable dans un conducteur qui induit une <i>f.e.m</i> sur un autre conducteur voisin	Création d'une <i>f.e.m</i> induite
	Diaphonie capacitive	Effet d'une tension variable aux bornes du conducteur sur un autre conducteur voisin	Circulation d'une tension parasite
PEM rayonné en champ lointain	Champ à fil	Effet d'un champ électrique variable sur un conducteur	Création d'une tension parasite
	Champ à boucle	Effet d'un champ magnétique variable dans une boucle	Création d'une <i>f.e.m</i> induite

Tableau : récapitulatif sur les couplages EM en CEM

II. GENERALITES SUR LES INDUCTANCES

Dans cette partie, nous proposons une généralité sur les inductances planaires intégrées. Nous allons nous intéresser particulièrement à leur constitution, forme et domaine d'utilisation. Pour cela, nous commençons par un bref rappel sur l'inductance classique ainsi que sa constitution. Nous évoquerons par la suite la définition d'une inductance planaire intégrée, sa constitution et ses avantages par rapport aux inductances classiques. Enfin, nous présenterons quelques exemples sur la fonction de l'inductance dans ses domaines d'application.

II.1 Définition et symbole d'une inductance

Inductance appelée autrement bobine est un dipôle magnétique représenté par la lettre **L** en électricité/électronique dont l'unité est le Henry (**H**). Elle est définie comme un composant électrique formé d'un ou plusieurs fils conducteurs enroulés autour d'un noyau magnétique ou sur un support non magnétique. L'inductance est définie comme le rapport entre le flux total à travers les spires de la bobine sur le courant qui traverse la bobine.

$$L = \frac{\Phi}{I} \quad (I.1)$$

$$\text{Pour une solénoïde, } L = n^2 * \frac{s}{l} * \mu_0 * \mu_r$$

avec Φ : le flux total à travers les enroulements ;

I : le courant circulant dans la bobine ;

l : la longueur du solénoïde ;

n : nombre de spire ;

μ_r : perméabilité relative au matériau magnétique ;

μ_0 : perméabilité à vide ;

s : surface du composant.

La valeur de l'inductance dépend donc du nombre de spires constituant la bobine et de la nature du noyau qui est caractérisé par sa perméabilité relative. Le symbole d'une bobine est donné par la figure I.13.



Figure I.13 : Symbole d'une inductance.

II.2 Constitution et technologie d'une inductance classique

Une inductance ou bobine est constituée d'un ou plusieurs fils conducteurs enroulés sur un noyau. Le noyau peut être l'air ou un circuit magnétique. Le circuit magnétique a pour rôle

de canaliser les lignes de champ afin d'éviter leur dispersion et d'augmenter la valeur de l'inductance. Le noyau magnétique d'une inductance est choisi en fonction du domaine d'application du composant. Il peut être un matériau ferromagnétique [7] ou ferrimagnétique [8] [9]. La bobine avec un noyau non magnétique a une valeur d'inductance faible et les lignes de champ sont mal canalisées [10]. Ceci se traduit par une importante émission de perturbation électromagnétique par le composant qui pourra contaminer les autres composants qui se trouvent dans son environnement [11].

La technologie de fabrication d'une inductance classique est individuelle et « coûteuse ». Elle se présente en forme d'une bobine caractérisée par une grande taille. Nous présentons sur la figure I.14 ci-après un dessin d'une inductance classique bobinée sur un noyau. L'exigence de la nouvelle technologie qui consiste à miniaturiser puis intégrer les composants dans un même boîtier rend cette technologie caduque. Elle propose une technologie permettant de miniaturiser afin d'offrir la possibilité d'intégrer ces composants dans un circuit. Il s'agit de la technologie planaire.

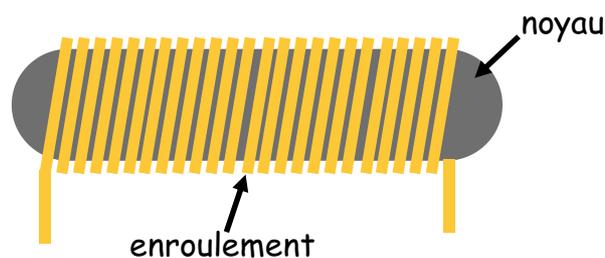


Figure I.14 : Inductance classique ou bobine.

II.3 Inductances planaires intégrées

II.3.1 Définition et technologie

Les inductances planaires intégrées ont la même définition que les inductances classiques (bobine), mais elles diffèrent par leur forme, leur taille qui est faible, leur technologie de fabrication collective et surtout leur domaine d'utilisation en fréquence élevée. D'une manière générale, les composants magnétiques planaires sont des composants réalisés à partir d'un empilement des couches « minces » en utilisant la micro technologie dans le but de réaliser un grand nombre de dispositif à moindre coût et pour permettre leur intégration dans un circuit.

II.3.2 Constitution et types d'inductances planaires

L'inductance planaire est principalement constituée d'un empilement d'une couche conductrice (généralement du C_{u}) et d'une couche diélectrique ou magnétique qui constitue le noyau. La couche conductrice est réalisée directement sur le matériau magnétique ou sur une

couche isolante dans le cas des matériaux ferromagnétiques qui sont bon conducteur électrique. Le nombre de couche magnétique constituant le noyau peut être une ou deux couches. Pour les inductances planaires à deux couches de matériau magnétique, la couche conductrice est prise en sandwich entre les deux couches magnétiques. L'objectif de la couche magnétique est de mieux canaliser les lignes de champ, limiter les émissions rayonnées et augmenter la valeur de l'inductance [10] [12]. La figure I.15 ci-après, présente à titre d'exemple l'image d'une inductance planaire intégrée à deux couches.

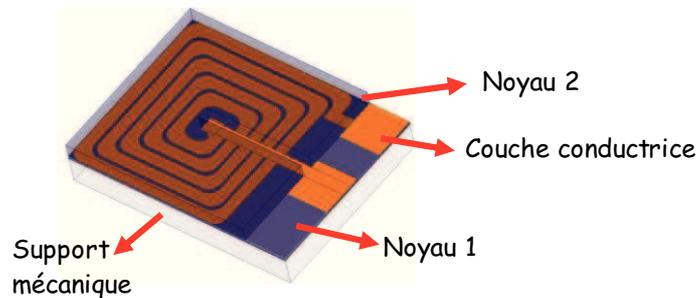


Figure I.15 : Image d'une inductance planaire à 2 couches de noyau.

Il faut noter qu'il existe différents types de bobinages pour les inductances planaires intégrées. Dans la littérature, le bobinage des inductances planaires intégrées sont classés en trois types à savoir : inductance planaire à bobinage de type spiral [13] [14], inductance planaire à bobinage de type serpentín [15] [16] et inductance planaire à bobinage de type solénoïde [17] [18]. Ces types de bobinage existent en différentes formes. L'inductance à bobinage de type spiral existe en plusieurs formes : carré, circulaire ou heptagonale. Nous présentons sur la figure I.16 à titre d'exemple, les 3 types de bobinage des inductances planaires intégrées que nous pouvons rencontrer dans la littérature.

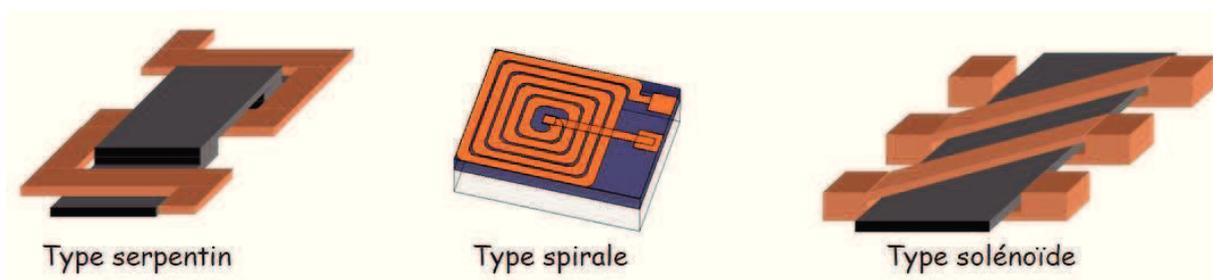


Figure I.16 : Types d'inductance planaire.

II.4 Fonctions des inductances intégrées

Les inductances planaires peuvent être utilisées dans deux domaines : en « basse fréquence » en électronique de puissance et en haute fréquence (au-delà de quelques centaines

de MHz) dans l'électronique de télécommunication. Dans ces deux domaines (électronique de puissance et électronique HF), l'inductance a un rôle indispensable.

En électronique de puissance, les inductances sont utilisées pour réduire l'ondulation du courant et stocker de l'énergie (l'exemple d'une alimentation à découpage), ou encore pour transférer de l'énergie sans contact filaire dans l'exemple des chargeurs sans contact [19].

En électronique haute fréquence, les inductances sont utilisées pour réaliser des filtres, dans les oscillateurs commandés en tension (VCO) ou encore dans les amplificateurs à faible bruit.

Dans ce paragraphe, nous essayerons de rappeler la fonction d'une inductance dans quelques circuits que nous avons retenus à titre d'exemple.

- **Alimentation à découpage** : C'est un dispositif électronique qui est rencontré dans presque tous les appareils électroniques. Son rôle est de fournir une tension DC de sortie stable à partir d'une source de tension DC de valeur différente en entrée. On peut citer l'exemple du Buck convertter (figure I.17) qui est un abaisseur de tension ou de BOOST convertter qui est un élévateur. Le principe de fonctionnement de ce circuit consiste à découper la tension d'entrée à l'aide de commutateurs à une fréquence donnée (souvent entre quelques kHz à quelques centaines de MHz). Puis, de passer cette tension en sortie vers une charge à travers l'inductance. La fonction principale de l'inductance dans ce circuit est de stocker l'énergie sous forme magnétique puis de la restituer vers la charge lorsque l'interrupteur K_1 est ouvert et K_2 fermé (figure I.17). Dans ce genre de circuit, les éléments les plus rayonnants sont le commutateur et l'inductance.

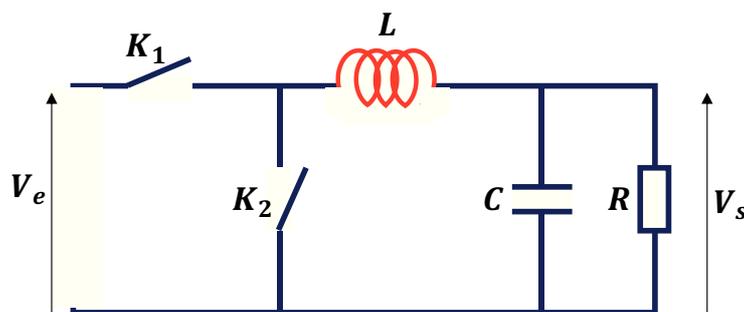


Figure I.17 : Exemple d'une alimentation à découpage.

- **Les filtres HF** : L'architecture d'un dispositif de télécommunication est composée de plusieurs étages. L'étage Emetteur-Récepteur comprend des filtres qui ont pour rôle d'assurer la sélection de la bande passante en laissant passer le signal voulu et en atténuant les signaux aux fréquences harmoniques parasites. La fonction filtre est assurée par des composants passifs planaires qui sont des inductances et des capacités.

Sur la figure I.18, nous présentons une photographie des filtres passe-haut et passe-bas réalisés avec des inductances et capacités planaires par l'auteur [20].

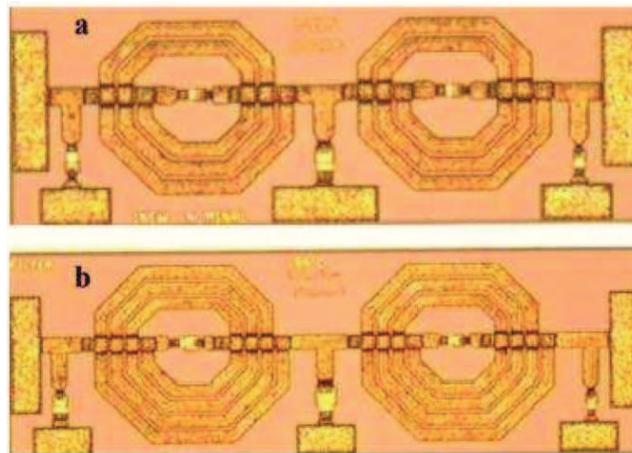


Figure I.18 : Filtrés LC réalisés avec des composants planaires [20].

- **Amplificateur faible bruit ou LNA (Low Noise Amplifier)** : est un module RF qui a deux fonctions principales dans un circuit émetteur d'un dispositif de télécommunication. La première consiste à produire un gain suffisant au dispositif afin de s'affranchir du bruit des étages suivants. La seconde consiste à offrir une performance de bruit la plus faible possible. La fonction de l'inductance dans un tel circuit, permet de contribuer à l'atténuation du signal non désiré d'une part et de réduire la consommation de l'énergie [21] d'autre part. Nous proposons sur la figure I.19, un schéma électrique et une photographie d'un amplificateur faible bruit réalisé par [22].

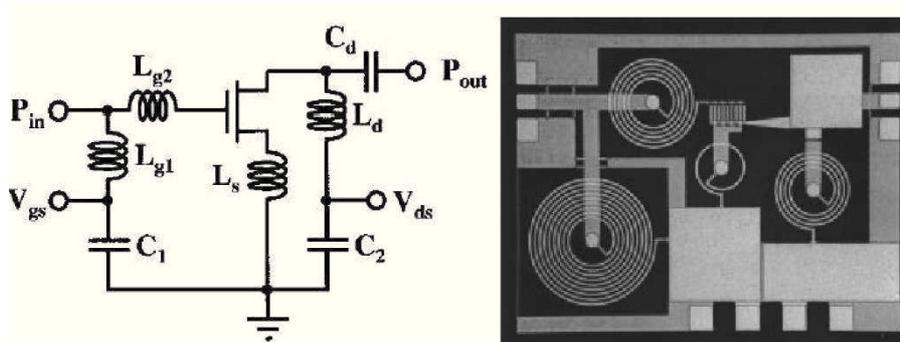


Figure I.19 : Schéma et image d'un amplificateur LNA [22].

III. LES INDUCTANCES INTEGREES DANS UN CIRCUIT

Les composants actifs et passifs constituant les appareils électroniques tels que : les lecteurs MP3, les téléphones mobiles, les PC, etc. sont de plus en plus miniaturisés ces dernières décennies dans le but de les intégrer. Cette intégration a pour objectif de réduire les dimensions

des composants, les besoins d'interconnexion, de faciliter la mise en œuvre, d'augmenter la performance, de gagner en coût et en poids et d'optimiser les couplages thermiques et électromagnétiques entre les autres composants du système. Inductance et transformateur occupent une place importante dans le système d'alimentation, de filtrage, etc. de ces appareils. Leur intégration permet de regrouper le circuit de commande avec le circuit de puissance dans la même puce [23]. Il y a quelques décennies, l'intégration des inductances était considérée comme la partie la plus difficile à cause de leur multiple problème parmi lequel le problème de rayonnement électromagnétique [24]. Les récents travaux [25] [26] présentant le fonctionnement des alimentations à des fréquences élevées ont rendu possible l'intégration des inductances dans un IC. Toutefois, le problème de la CEM des circuits composés de ces composants reste encore à relever. De nombreux travaux portent sur l'intégration des inductances dans le circuit à travers différentes approches tout en espérant sa bonne cohabitation avec les autres composants. En effet, il existe 2 principales approches d'intégration des composants électroniques :

- L'intégration dans un IC en utilisant la technologie CMOS ;
- L'intégration sur un même substrat.

Dans cette partie, nous proposons un bref état de l'art sur les 2 techniques d'intégration des inductances dans un circuit dans le but de montrer leur emplacement dans un circuit et la nécessité d'étudier leur émission EM rayonnée afin qu'elle ne soit pas à la cause d'une perturbation quelconque aux autres éléments du circuit.

III.1 Intégration dans un IC : Technologie CMOS

Cette technologie consiste à confiner sur une même puce l'inductance avec plusieurs autres composants [27] [28] [29]. On parle de la technologie CMOS. Dans la majorité de cas, l'inductance est placée sur les derniers niveaux de métallisation du IC dans le but peut être d'éviter que les perturbations générées par l'inductance modifient le fonctionnement du circuit. Cette approche est appelée l'approche « Above IC ». Elle consiste soit à réaliser l'inductance sur les derniers niveaux de métallisation comme le montre la figure I.20 ci-après, soit la développée à côté de la partie active du circuit. Toutefois, l'étude de son émissions EM et thermique est une nécessité pour garantir le bon fonctionnement du circuit.

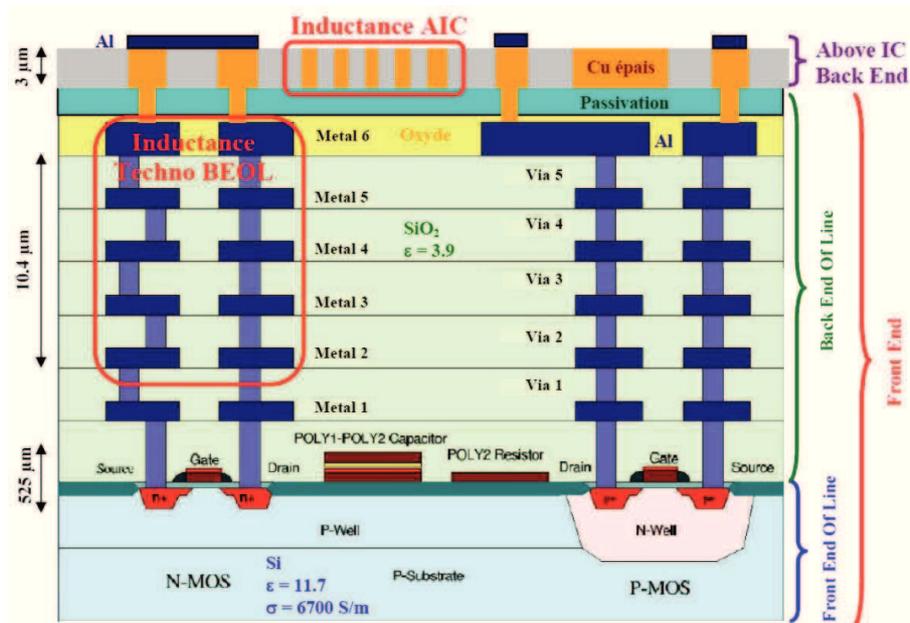


Figure I.20 : Inductance intégrée on « Above IC » [7].

Les auteurs Tae-Je Cho et al en 2004 ont présenté dans [27] trois types oscillateurs contrôlés par tension intégrant une inductance au moyen de la technologie CMOS. L'oscillateur et l'inductance sont intégrés dans un seul boîtier multicouche en utilisant une approche de la technologie CMOS appelé WLP (Wafer Level Packaging). Celle-ci consiste à embarquer dans le même boîtier plusieurs composants sans « impacter » les performances [30]. Les auteurs ont réussi ici à conditionner l'inductance dans le boîtier tout en conservant toutes ses performances électriques. Une image de l'inductance intégrée avec la technologie WLP est présentée sur la figure I.21 ci-après. Les auteurs ont avant tout caractérisé l'inductance seule puis l'ensemble de l'oscillateur. Une bonne performance de l'ensemble du circuit est obtenue.

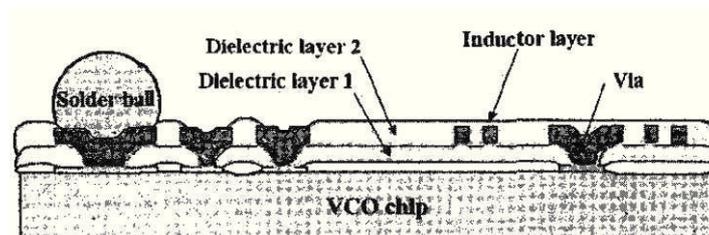


Figure I.21 : Inductance intégrée à l'aide de la technologie WLP [27].

III.2 Intégration sur un même substrat

Cette approche permet confiner les composants à l'intérieur d'un seul boîtier soit en les empilant, ou soit en juxtaposant les uns à côté des autres. A priori, les composants sont fabriqués séparément puis reporter dans la puce. L'intégration d'une inductance en utilisant cette

technologie consiste à la fabriquer et à la reporter généralement au-dessus ou à côté des autres composants constituant le module.

Les travaux de N. Wang et al dans [31] présentent entre autres un convertisseur DC/DC intégré réalisé dans un seul boîtier avec une micro-inductance intégrée. La partie commande du convertisseur est empilée sur la micro-inductance et l'ensemble (micro-inductance + IC de commande) est placé dans un boîtier QFN. La micro-inductance est réalisée à part puis regroupée à côté de la partie commande du convertisseur et l'ensemble est intégrée dans le boîtier. Les deux circuits sont reliés avec des fils de bonding. Les auteurs ont montré la performance de cette intégration par l'obtention d'un bon rendement sur le fonctionnement du convertisseur. Les auteurs trouvent que cette approche est très encourageante et permet de réduire le problème d'encombrement de convertisseur. La figure I.22 ci-après, présente une image du convertisseur intégré dans le boîtier avec la micro-inductance.

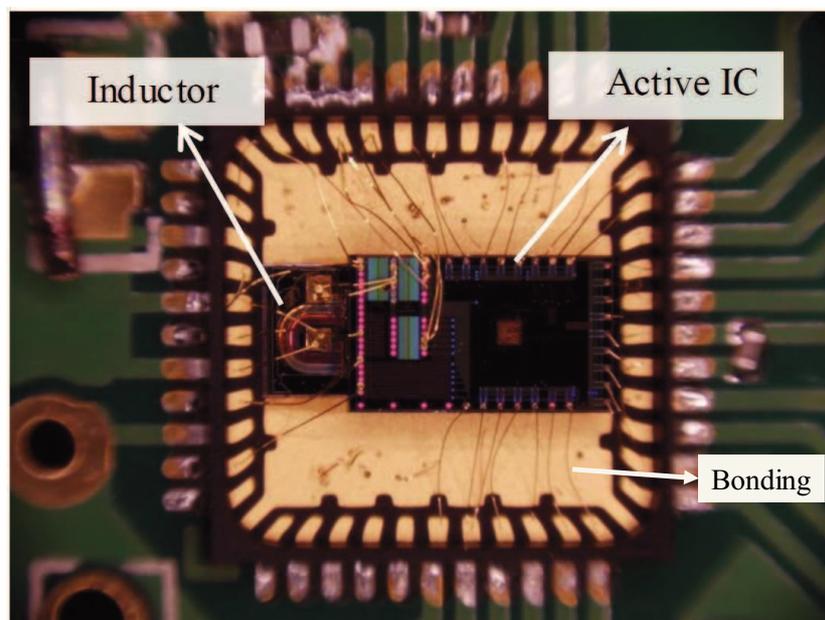


Figure I.22 : Image d'une inductance intégrée dans un Package [31].

Dans leurs travaux sur l'amélioration du rendement d'un convertisseur de puissance totalement intégré pour les applications d'ajustement dynamique de la tension (VDS), les auteurs Sudhir S. Kudva et al [32] ont regroupé tous les composants actifs et passifs constituant ce circuit sur un seul substrat. Les auteurs remarquent entre-autres que les composants passifs telles que l'inductance occupent une grande surface dans le circuit et affecte le rendement de ce dernier par son émission parasite.

La figure I.23 ci-après présente une microphotographie de la puce réalisée en indiquant l'emplacement des différents blocs composant la puce. Il faut noter que l'inductance est fabriquée séparément puis reportée sur le substrat.

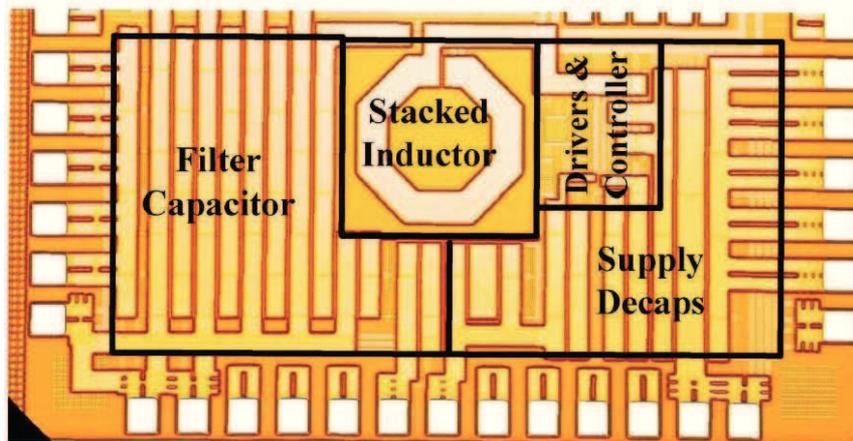


Figure I.23 : Microphotographie d'un circuit VDS [32].

Conclusion : dans ce bref état de l'art sur lequel nous avons évoqué les différentes techniques d'intégration d'une inductance dans un circuit, nous avons constaté que quel que soit le niveau d'intégration :

- Inductance intégrée sur la dernière couche de métallisation ;
- Inductance intégrée sur un même substrat avec les autres composants ;
- Inductance rapportée sur un boîtier.

Ce composant passif intégré se trouve toujours à proximité des autres composants actifs et passifs qui peuvent être sensible aux émissions rayonnées. La distance étant comprise entre quelques dizaines de micromètres à quelques millimètres. Il est donc indispensable de quantifier puis blinder les émissions EM de ce composant afin d'assurer sa bonne cohabitation EM entre les composants d'un circuit. Le chapitre II suivant propose une vaste étude bibliographique sur les perturbations EM que peuvent engendrées les composants électroniques.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté des généralités sur la compatibilité électromagnétique et sur les composants magnétiques planaires, précisément les inductances. Nous avons ainsi évoqué les différents types de couplages électromagnétiques que l'on peut rencontrer entre deux composants se trouvant dans un même environnement. Ces couplages sont causés soit par l'effet d'un champ électrique/magnétique rayonné par l'un de composant ou soit par l'effet du couplage d'un signal parasite qui va agresser un autre composant voisin. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons donné une définition sur les inductances d'une manière générale puis sur les inductances planaires et leur domaine d'application. Les composants magnétiques tels que inductances et transformateurs sont très présents dans les circuits électroniques et constituent des composants clés en électronique de puissance et en électronique haute fréquence.

Dans la troisième et dernière partie de ce chapitre, nous avons présenté les technologies d'intégration d'une inductance dans un même boîtier avec les autres composants. Ceci nous a permis de montrer la difficulté d'intégrer l'inductance en raison de son émission électromagnétique qu'elle peut engendrer (ce qui fera l'objet d'une étude bibliographique dans le chapitre II suivant).

Références bibliographiques du chapitre I :

- [1] S. AKUE BOULINGUE, « Etude du couplage électromagnétique entre circuits intégrés par émulation du perturbateur - Application en téléphonie 3G », Université de Toulouse, 2009.
- [2] A. Charoy, " *Compatibilité électromagnétique*". Dunod, 2012, p.44.
- [3] L. Jean Luc, « Cours de CEM : Les couplages électromagnétiques ». mai-2012.
- [4] B. Eléonore, « Contribution au développement d'un banc de mesure pour la cartographie en champ électromagnétique proche des dispositifs de l'électronique de puissance. », Mémoire de Thèse, ENS Cachan, Paris, 2007.
- [5] M. Daiki, « Contribution au développement d'antennes lecteurs champ proche pour les systèmes RFID UHF passifs », thesis, Grenoble Alpes, 2015.
- [6] H. Shall, « Modélisation 3D des émissions rayonnées et étude des couplages entre composants et interconnexions », thesis, Rouen, 2014.
- [7] B. Orlando, « Conception, réalisation et analyse de micro-inductances intégrées avec matériaux ferromagnétiques doux : applications aux inductances pour la conversion de puissance continue-continue et aux inductances variables MEMS pour circuits micro-ondes reconfigurables », thesis, Limoges, 2007.
- [8] Y.-M. Kuo et J.-G. Duh, « Application of nanocrystalline FeHfN soft magnetic films to power inductors », *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 324, n° 6, p. 1084- 1087, mars 2012.
- [9] M. H. Bechir *et al.*, « Planar inductor equivalent circuit model taking into account magnetic permeability, loss tangent, skin and proximity effects versus frequency », *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, vol. 88, n° 1, p. 105- 113, juill. 2016.
- [10] I. B. Mahamat *et al.*, « Magnetic field radiated by integrated inductors and magnetic shielding », in *2018 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2018, p. 747- 752.
- [11] D. Hui, Z. Yisheng, et Z. Baishan, « Research on the electromagnetic radiation of a PCB planar inductor », in *2005 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2005, vol. 1, p. 3 pp.-.
- [12] D. D. Yaya *et al.*, « Integrated inductors with one or two magnetic layers », in *2015 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP)*, 2015, p. 1- 4.

- [13] Adoum Kriga, « Etude et réalisation de micro-inductances pour convertisseur DC/DC », thesis, Saint-Etienne, 2008.
- [14] S. Katz, I. Brouk, S. Stolyarova, S. Shapira, et Y. Nemirovsky, « High performance MEMS 0.18 μ m RF-CMOS transformers », in *2009 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*, 2009, p. 1 - 5.
- [15] K. I. Jolic, M. K. Ghantasala, J. P. Hayes, et H. Jin, « Fabrication of three-dimensional inductor coil using excimer laser micromachining », *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 13, n° 5, p. 782, 2003.
- [16] J.-M. Boggetto, « Contribution à l'intégration d'une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associé », thesis, Université Joseph Fourier (Grenoble), 2003.
- [17] R. Murphy-Arteaga, J. Huerta-Chua, A. D. Sánchez, A. Torres-Jacome, W. Calleja-Arriaga, et M. Landa-Vázquez, « Fabrication, characterization and modelling of integrated on-silicon inductors », *Microelectron. Reliab.*, vol. 43, n° 2, p. 195- 201, feb. 2003.
- [18] M. Lazarczyk, N. Barry, T. O'Donnell, et R. Meere, « Comparison of fields emitted from high frequency silicon-integrated, microfabricated inductors », in *13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09*, 2009, p. 1- 10.
- [19] E. Song, J. Kim, et J. Kim, « Multi-helix inductor of wireless power transfer system for 3-D stacked package », in *2012 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Innovative Wireless Power Transmission: Technologies, Systems, and Applications*, 2012, p. 43- 46.
- [20] L. Liu, S. Kuo, J. Abrokwah, M. Ray, D. Maurer, et M. Miller, « Compact Harmonic Filter Design and Fabrication Using IPD Technology », *IEEE Trans. Compon. Packag. Technol.*, vol. 30, n° 4, p. 556- 562, déc. 2007.
- [21] H. Ainspan, M. Soyuer, J.- Plouchart, et J. Burghartz, « A 6.25-GHz low DC power low-noise amplifier in SiGe », in *Proceedings of CICC 97 - Custom Integrated Circuits Conference*, 1997, p. 177- 180.
- [22] R. A. Johnson *et al.*, « A 2.4-GHz silicon-on-sapphire CMOS low-noise amplifier », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 7, n° 10, p. 350- 352, oct. 1997.
- [23] Y. Katayama, S. Sugahara, H. Nakazawa, et M. Edo, « High-power-density MHz-switching monolithic DC-DC converter with thin-film inductor », in *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, 2000, vol. 3, p. 1485- 1490 vol.3.
- [24] O. Deleage, « Conception, réalisation et mise en œuvre d'un micro-convertisseur intégré pour la conversion DC/DC », thésis, Université Joseph Fourier (Grenoble), 2009.

- [25] F. Neveu, B. Allard, C. Martin, P. Bevilacqua, et F. Voiron, « A 100 MHz 91.5% Peak Efficiency Integrated Buck Converter with a Three-MOSFET Cascode Bridge », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 6, p. 3985- 3988, juin 2016.
- [26] V. Pala, H. Peng, P. Wright, M. M. Hella, et T. P. Chow, « Integrated High-Frequency Power Converters Based on GaAs pHEMT: Technology Characterization and Design Examples », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 5, p. 2644- 2656, mai 2012.
- [27] T.-J. Cho, S.-Y. Oh, S.- Yoon, J. Laskar, et R. Tummala, « Design of CMOS voltage-controlled oscillators using package inductor », in *2004 Proceedings. 54th Electronic Components and Technology Conference (IEEE Cat. No.04CH37546)*, 2004, vol. 2, p. 1682-1686 Vol.2.
- [28] J. Wibben et R. Harjani, « A High-Efficiency DC–DC Converter Using 2 nH Integrated Inductors », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, n° 4, p. 844- 854, avr. 2008.
- [29] Y. Endo *et al.*, « Study on the electric performances of planar inductor with Fe-system magnetic flake composite integrated for SiP DC-to-DC converter applications », in *2015 IEEE International Magnetics Conference (INTERMAG)*, 2015, p. 1- 1.
- [30] « Wafer-level packaging », *Wikipedia*. 02-déc-2018.
- [31] N. Wang *et al.*, « High frequency DC-DC converter with co-packaged planar inductor and power IC », in *2013 IEEE 63rd Electronic Components and Technology Conference*, 2013, p. 1946- 1952.
- [32] S. S. Kudva et R. Harjani, « Fully-Integrated On-Chip DC-DC Converter With a 450X Output Range », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, n° 8, p. 1940- 1951, août 2011.



Chapitre II :

ETAT DE L'ART

SOMMAIRE

INTRODUCTION.....	35
I. LES MOYENS ET METHODES DE CARACTERISATION	36
I.1 MOYENS ET METHODES EXPERIMENTALES	36
<i>I.1.1 Méthode TEM-cell</i>	<i>36</i>
<i>I.1.2 Méthode EMC-Strip-line.....</i>	<i>38</i>
<i>I.1.3 La méthode scan champ proche</i>	<i>40</i>
<i>I.1.4 Autre méthode expérimentale : La méthode optique</i>	<i>43</i>
I.2 METHODES NUMERIQUES.....	44
I.3 METHODES ANALYTIQUES	46
II. CEM DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES.....	48
CONCLUSION.....	60
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

Chapitre II :

ETAT DE L'ART

INTRODUCTION

Le présent chapitre a pour objectif de proposer un état de l'art sur la CEM des composants électroniques et sur les approches permettant de caractériser leur émission rayonnée. En faisant ressortir les avantages et inconvénients de chaque approche afin de retenir une ou deux approches applicables dans notre contexte.

Ainsi, le présent chapitre est divisé en deux parties :

- La première partie consiste à donner un état de l'art sur les moyens, méthodes et principes de caractérisation des émissions électromagnétiques rayonnées des composants électroniques intégrés.
- La seconde partie évoque l'état de l'art sur la CEM des composants et circuits électroniques intégrés.

I. LES MOYENS ET METHODES DE CARACTERISATION

D'une manière générale, la caractérisation d'une émission électromagnétique rayonnée consiste à mesurer le niveau de champ électrique et/ou de champ magnétique généré par un dispositif. Elle consiste aussi à identifier le composant le plus perturbateur (rayonnant) sur un circuit imprimé par exemple.

Les moyens et méthodes de caractérisation en CEM sont les outils et les démarches à suivre qui permettent de réaliser une caractérisation en émission et en susceptibilité d'un système ou d'un composant en mode rayonnée ou conduit. Cependant, il existe trois approches dans la littérature pour caractériser une émission électromagnétique rayonnée par un circuit ou un composant électronique intégré : la première consiste à réaliser des calculs numériques sur le composant en utilisant un logiciel de simulation approprié, la seconde, conduit à réaliser des mesures expérimentales sur un dispositif réel et la troisième consiste à modéliser analytiquement le champ électromagnétique rayonné par le dispositif à tester.

Des nombreuses études ont été effectuées sur ces approches [1] [2] [3]. Dans plusieurs d'entre elles, un simulateur électromagnétique 3D [4] [5] [6] et un banc de mesure permettant de réaliser des mesures en champ proche sont utilisés [7] [3] [8].

Dans ce paragraphe, nous présentons un état de l'art sur les moyens et méthodes permettant de réaliser la caractérisation en champ proche des émissions électromagnétiques rayonnées par les circuits intégrés et composants électroniques miniatures.

I.1 Moyens et méthodes expérimentales

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes et moyens de caractérisation expérimentale en champ proche. La majorité de ces méthodes sont normalisées par le Comité Electrotechnique International (CEI). Pour notre cas d'étude, nous nous intéressons précisément aux moyens et méthodes de caractérisation d'émission et de susceptibilité rayonnées en champ proche des composants intégrés qui fonctionnent jusqu'à quelques centaines de Mégahertz (MHz). Parmi ces méthodes nous pouvons citer la méthode TEM-cell, la méthode GTEM, la méthode IC-Strip-line et la méthode scan champ proche.

Dans cette partie, nous décrivons ces méthodes en précisant la fréquence de mesure et bien évidemment leur principe de caractérisation.

I.1.1 Méthode TEM-cell

La méthode TEM-cell [9] ou la méthode à cellule TEM est une méthode qui utilise une cellule TEM (Transverse Electro-Magnetic) pour caractériser les émissions EM rayonnées par

un circuit intégré. La cellule TEM est composée de deux plans de masse séparés par une ligne de transmission appelée Septum. Le septum a pour rôle de récupérer le champ électromagnétique rayonné par le dispositif sous test.

Le principe de cette méthode consiste à monter le DST sur un circuit imprimé spécial de façon à positionner le DST individuellement à l'intérieur de la cellule. Ensuite, à alimenter le DST par une source extérieure. La récupération du champ rayonné par le DST se fait grâce au septum qui est chargé à son extrémité par une charge de 50 Ohm et connecté à un récepteur des signaux à l'autre extrémité comme le montre la figure ci-après (figure II.1).

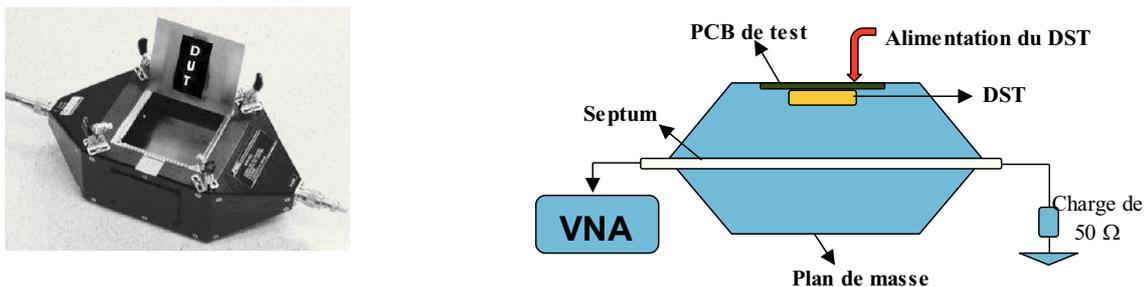


Figure II.1 : Méthode TEM-cell.

L'avantage de cette méthode est tout d'abord le coût raisonnable de sa réalisation et la possibilité d'effectuer des mesures en émission et en susceptibilité en utilisant la même cellule. Son inconvénient réside sur la non localisation de la source de perturbation et la dépendance de la taille de la cellule à la dimension du DST et à la fréquence de travail. Son inconvénient, réside aussi sur la mesure d'un champ global (électrique et magnétique).

Les signaux qui peuvent être mesurés par cette méthode vont de 150kHz à 1GHz.

Il existe une extension de la méthode TEM-cell qui est appelée la méthode GTEM [10]. Celle-ci est utilisée pour la caractérisation des signaux à des fréquences élevées jusqu'à 18GHz.

Dans leurs travaux [1] sur la présentation des méthodes pour la caractérisation des émissions électromagnétiques rayonnées des circuits intégrés, les auteurs T. Oestermann et B. Oestermann ont présenté deux exemples d'illustration des différentes méthodes de caractérisation des émissions rayonnées décrites suivant la norme IEC 61967.

Les auteurs ont défini et illustré entre autres le principe des mesures des émissions rayonnées d'un circuit intégré par la méthode TEM-cell de la norme IEC 61967-2 et par la méthode champ proche « à balayage de surface » de la norme IEC 61967-3.

La figure II.2 illustre les résultats obtenus pour la caractérisation des émissions rayonnées d'un circuit intégré en utilisant une cellule TEM et un analyseur de spectre.

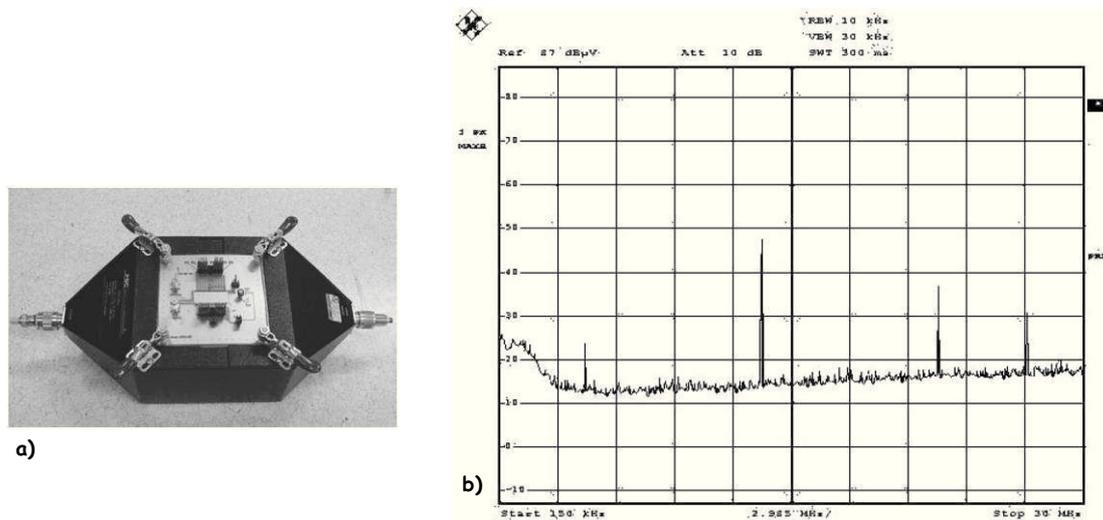


Figure II.2 : a) TEM avec le circuit imprimé, b) Exemple de résultats de mesure.

Le circuit intégré à caractériser est positionné à l'intérieur de la cellule, tandis que toutes les connexions sont situées à l'extérieure sur la face ainsi du circuit imprimé.

I.1.2 Méthode EMC-Strip-line

La méthode EMC-Strip-line est une méthode normalisée par IEC 62132-8 pour la mesure d'émission EM des composants en mode rayonné. Cette méthode est une variante de la méthode TEM-cell. Elle utilise une structure strip-line pour la caractérisation de l'émission et de la susceptibilité EM d'un dispositif (figure II.3).

Son principe consiste à alimenter le DST par une source extérieure de signaux puis de placer la ligne active (cf. figure II.3) directement au-dessus du DST qui est implanté sur une carte au format de la stripline. La caractérisation du champ EM est réalisée par la ligne active qui agit comme un récepteur de l'énergie rayonné dans le cas de la détermination du champ rayonné par le DST. La même ligne peut également être utilisée comme un émetteur pour la génération d'une perturbation EM au DST pour la mesure d'une susceptibilité. Le champ mesuré par la ligne active est récupéré par un analyseur vectoriel du réseau (VNA) ou un analyseur de spectre qui est branché à l'une des extrémités de cette ligne. L'autre extrémité étant chargée à 50 Ohm. L'avantage de cette méthode est qu'elle est moins encombrante que la méthode TEM, ce qui réduit le coût de sa réalisation et permet d'être utilisée à des fréquences élevées. Son inconvénient est le même que celui de la méthode TEM. Ainsi, la méthode EMC-stripline permet de caractériser les signaux à des fréquences qui vont de 150kHz à 3GHz.

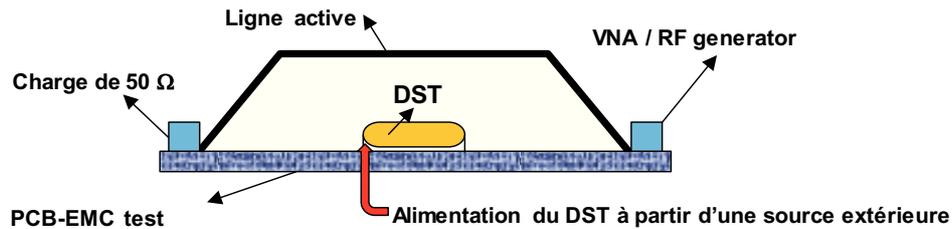


Figure II.3 : La méthode EMC-Stripline.

Lieven Decrock et *al* [2] ont développé une nouvelle méthode pour mesurer les émissions et immunités rayonnées par des composants miniaturisés fonctionnant à des hautes fréquences. Il s'agit d'une méthode apparentée à la méthode EMC – stripline, basée sur le concept de microstrip.

Le principe de cette méthode consiste à insérer le dispositif sous test (DST) entre un plan de masse et la ligne active (figure II.4). Cette dernière agit comme un récepteur de l'énergie rayonnée dans le cas de la détermination du champ rayonné par le DST ou émetteur de l'énergie rayonnée dans le cas de la mesure de l'immunité du DST.

Pour garder l'impédance de la structure à 50 Ohm et dans le but de pouvoir faire des mesures sur des composants qui ont des dimensions variées, les auteurs ont procédé au dimensionnement de la stripline.

Les auteurs ont pu valider leur nouvelle méthode en comparant les résultats des mesures avec les simulations réalisées sur deux lignes microstrip. Une bonne concordance est obtenue lorsqu'ils mesurent les paramètres de transmissions entre le DST et la stripline.

La figure II.4 ci-après présente la configuration de la nouvelle méthode développée par [2].

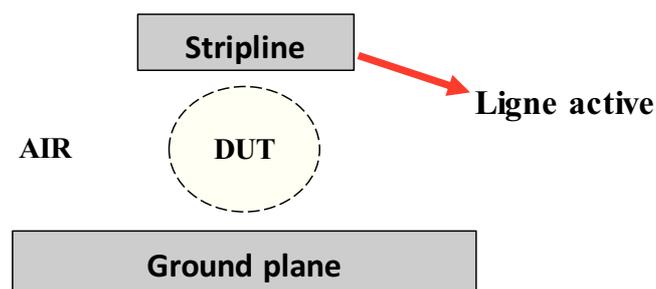


Figure II.4 : Configuration de la méthode.

Remarque : La méthode TEM-cell et la méthode EMC-Stripline sont relativement proches. Elles mettent en œuvre les mêmes équipements et les mêmes principes mais des cellules de mesure différentes. La méthode EMC-Stripline possède une configuration moins encombrante que la méthode TEM-cell. Ce qui permet de réaliser des mesures jusqu'à 6GHz. Par ailleurs,

ces deux méthodes sont utilisées pour réaliser des mesures en émission électromagnétique rayonnée comme en susceptibilité.

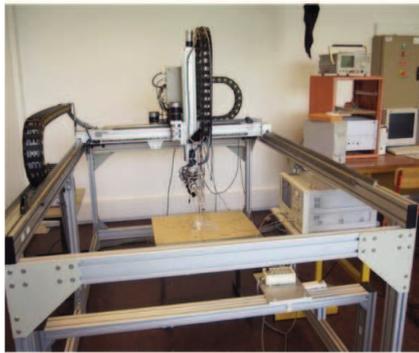
I.1.3 La méthode scan champ proche

La méthode à balayage de surface en champ proche ou scan champ proche est la méthode la plus rencontrée dans la littérature. Elle permet de caractériser le champ électrique/magnétique proche rayonné par un circuit ou un composant au moyen d'une sonde de champ électrique \vec{E} ou magnétique \vec{H} .

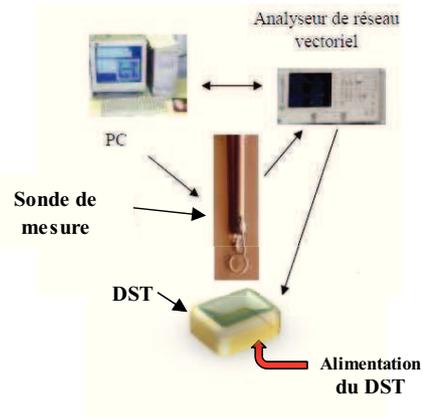
Le principe de cette méthode consiste à alimenter le DST à l'aide d'une source puis de balayer la surface du DST avec la sonde pour mesurer le champ magnétique \vec{H} ou le champ électrique \vec{E} rayonné. La sonde est directement connectée à un récepteur qui peut être soit un analyseur de réseau ou un analyseur de spectre. Contrairement aux méthodes décrites précédemment, cette méthode a l'avantage de caractériser le champ \vec{E} et le champ \vec{H} séparément à l'aide de sondes différentes. En fonction de l'orientation de la sonde, la méthode scan champ proche a la capacité de mesurer les trois composantes cartésiennes du champ électrique (E_x , E_y et E_z) et du champ magnétique (H_x , H_y et H_z).

La méthode scan champ proche permet de caractériser les signaux dont la fréquence s'étend de 150kHz à 1GHz dépendamment de la taille de sonde utilisée. Elle est normalisée par le Comité d'Electrotechnique International (IEC 62967-2) [11]. La méthode scan champ proche permet de faire des mesures en émission et en susceptibilité EM [12]. L'inconvénient principale de cette méthode réside sur le temps de mesure et son encombrement. Nous détaillerons beaucoup plus cette méthode dans le chapitre suivant car c'est la méthode que nous avons retenue pour effectuer nos mesures expérimentales.

Par ailleurs, l'élément clé de la méthode scan champ proche est la sonde. La présence de cette sonde sur la surface du DST pour la mesure de son champ rayonné peut causer des erreurs sur le champ réel à mesurer [13]. Par conséquent, une opération de calibrage de la sonde pour corriger et compenser ces erreurs est nécessaire. Nous évoquons plus en détail le pourquoi du calibrage de sonde dans le chapitre suivant.



Vue du banc de mesure



Synoptique du banc de mesure

Figure II.5 : Méthode scan champ proche.

Les auteurs S. Criel, K. Haelvoet et al dans [14] ont décrit un banc de mesure 3D utilisé pour la caractérisation expérimentale des champs EM proches rayonnés. Ce banc de mesure est constitué entre autres d'un analyseur de spectre et de sondes de mesure du champ électrique \vec{E} et du champ magnétique \vec{H} . Les équipements constituant le banc sont contrôlés par un poste de travail afin d'automatiser le système de mesure. Avant de procéder aux mesures de leur dispositif, les auteurs ont tout d'abord effectué un calibrage des sondes de mesure pour déterminer les facteurs d'antenne. Ces facteurs sont déterminés à partir de simulation ou en utilisant une cellule électromagnétique transversale (TEM-cell). Pour tester et valider leur méthode, les auteurs ont réalisé des mesures pour déterminer le champ \vec{E} et \vec{H} rayonné par une ligne microstrip suivant l'axe x (perpendiculaire au conducteur et parallèle au plan de masse) à la fréquence de 100MHz. Ces résultats sont comparés à des simulations et une bonne concordance est obtenue. La figure II.6 ci-après présente le schéma fonctionnel du banc de mesure développée par [14].

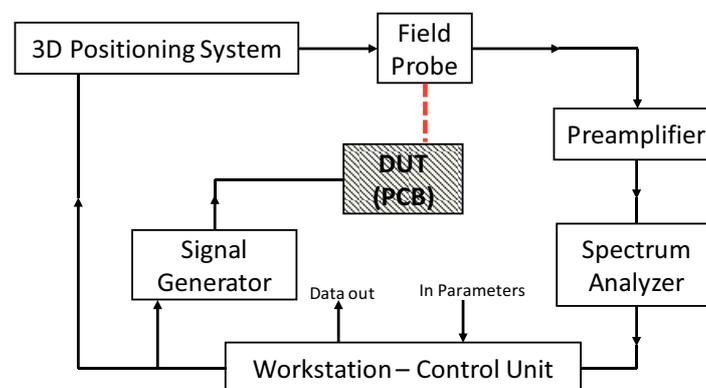


Figure II.6 : Schéma fonctionnel du banc de mesure scan champ proche développée par [14].

Dans ses travaux de thèse, S. A BOULINGUI [8] a mis au point un banc de mesure réversible utilisable pour caractériser la susceptibilité et l'émission rayonnée en champ proche de circuits intégrés (fig II.7).

Pour pouvoir la mesure de l'émission électromagnétique rayonnée, l'auteur a fait des mesures directes sur le circuit en utilisant la méthode scan champ proche. Le champ mesuré est reçu par un analyseur de spectre.

En susceptibilité, l'auteur a procédé à l'étude du couplage électromagnétique entre circuits intégrés par émulation du perturbateur à l'aide d'une sonde d'injection spécifique (*Skateprobe*). La sonde de mesure est utilisée pour injecter la perturbation (*source*) sur le composant sous test. Dans cette configuration, l'analyseur de spectre est remplacé par un générateur de signal branché à l'entrée d'un amplificateur de puissance qui par la suite alimente la sonde qui est la source de perturbation. Le coefficient de transmission (S_{12}) entre la sonde (*perturbateur*) et le composant sous test est visualisé à l'aide d'un oscilloscope. La figure II.7 présente à titre d'exemple la constitution du banc utilisé pour la mesure de la susceptibilité de circuit intégré.

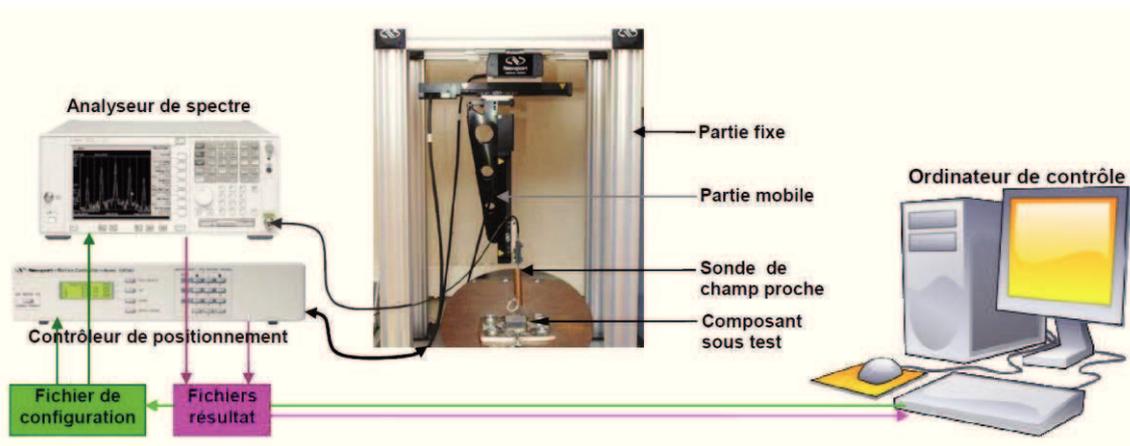


Figure II.7 : Constitution du banc de mesure de la susceptibilité développé par [8].

Au cours de ses travaux de thèse [15], Tristan DUBOIS a mis en place une méthode de test qui consiste d'une part à caractériser le champ électromagnétique rayonné par un circuit en zone champ proche et d'autre part à étudier la susceptibilité de ce circuit à partir de l'analyse des signaux de sortie des circuits agressés par un signal perturbateur.

Le principe de mesure pour ces deux études (émission rayonnée et susceptibilité) est identique. Il consiste à déplacer la sonde de mesure ou d'agression au-dessus du circuit sous test.

Pour la mesure en émission rayonnée, la sonde est couplée à un analyseur de spectre TEKTRONIX 2782 afin de mesurer le champ EM capté par la sonde [16].

Pour mesurer la susceptibilité, la sonde est utilisée pour injecter un signal d'agression de façon localisée sur le circuit sous test. Cette sonde est alimentée par un générateur HF qui génère des signaux dans la gamme de fréquence allant de 100kHz à 20GHz avec une puissance variante entre -20dBm et 25dBm. Afin de générer une perturbation avec une grande amplitude, l'amplificateur de puissance HF ZHL-200+30W est utilisé par l'auteur pour amplifier le signal alimentant la sonde.

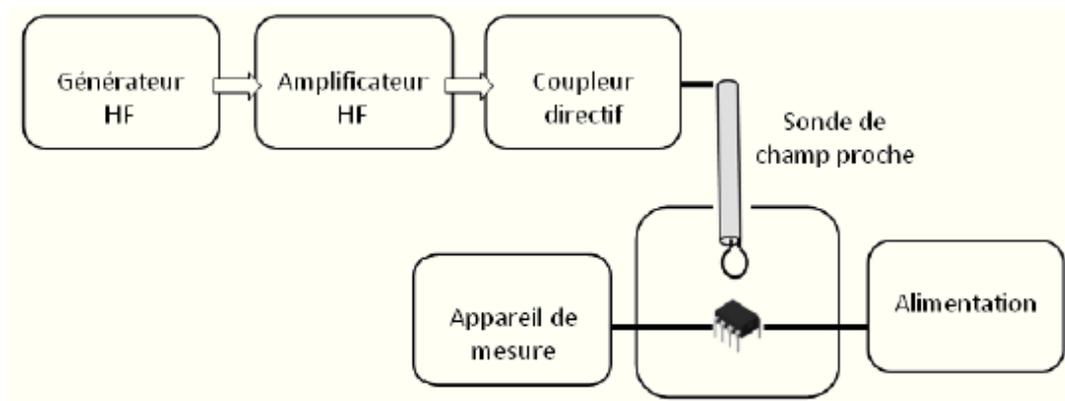


Figure II.8 : Technique de mesure de la susceptibilité d'un circuit utilisé par [15].

L'appareil de mesure permet d'étudier l'évolution des paramètres du circuit sous test en fonction de la fréquence et de la puissance du signal perturbateur.

I.1.4 Autre méthode expérimentale : La méthode optique

L'étude de M. Takahashi [17] en 2009 a abouti au développement d'une nouvelle méthode originale pour la mesure du champ électrique et magnétique rayonné en champ proche à l'aide d'un dispositif optique.

Le principe de la mesure du champ magnétique \vec{H} par cette méthode utilise l'effet magnéto-optique appelé l'effet Faraday. Il consiste à créer une interaction entre un faisceau laser polarisé rectilignement et une couche magnéto-optique polarisée par le champ magnétique à détecter (rayonné par le CST). Cette interaction modifie l'état de la polarisation du faisceau grâce au cristal magnéto-optique posé sur le composant sous test (CST). De la détermination des états de polarisation, on peut remonter à la caractérisation du champ magnétique rayonné par le CST. Pour la mesure du champ électrique, le même principe de la création d'interaction entre le faisceau laser polarisé rectilignement et une couche électro-optique polarisée par le champ électrique à détecter est utilisé, mais cette fois en utilisant l'effet électro-optique linéaire appelé : Effet Pockels.

Les auteurs ont illustré leur méthode par des mesures réalisées à une fréquence de 100MHz sur une ligne microstrip : pour la détection du champ électrique en utilisant un cristal de Niobate

de lithium (LiNbO_3) et pour le champ magnétique en utilisant un grenat de fer de formule chimique $(\text{BiPrLu})_3\text{Fe}_5\text{O}_{12}$. Une autre illustration a été aussi réalisée pour la détection du champ \vec{H} et \vec{E} rayonné par un circuit intégré.

L'avantage de cette méthode réside sur sa capacité de faire des mesures non invasives et rapides. La figure II.9 ci-après présente à titre d'exemple les cartographies de composantes E_x et E_y obtenues par les auteurs à partir de la méthode développée.

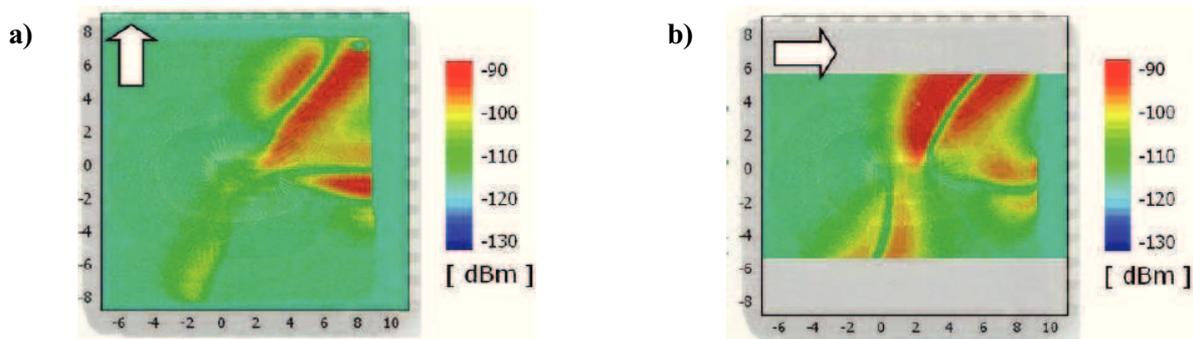


Figure I.9 : Cartographie des composantes E_x a) et E_y (b).

Conclusion : Dans la littérature consacrée aux méthodes et moyens expérimentaux pour la caractérisation des émissions rayonnées par des composants miniatures, nous pouvons retenir ici qu'il existe quatre principales méthodes de caractérisation expérimentale. Ces méthodes fonctionnent dans la gamme de fréquence allant de 150kHz à 3GHz. Parmi ces méthodes, la méthode la plus utilisée, permettant de mesurer séparément le champ électrique \vec{E} et le champ magnétique \vec{H} suivant les trois axes cartésiens est la méthode scan champ proche. Les autres méthodes mesurent un champ EM global et ne permettent pas de mesurer les composantes cartésiennes de champs EM rayonnés.

I.2 Méthodes numériques.

Les méthodes numériques rencontrées dans la littérature sont des méthodes qui utilisent des logiciels de calcul comme HFSS [18], COMSOL [4] et Ansoft Maxwell [19]. Ces outils utilisent généralement la méthode des éléments finis pour leur calcul.

Les principes de calcul pour ces méthodes sont presque les mêmes. Ils consistent à placer la structure à étudier à l'intérieur d'une boîte d'air suffisamment grande pour qu'on puisse considérer que le champ s'annule à l'extérieur de la boîte. La structure à étudier étant excitée à l'aide d'une source de puissance, le logiciel procédera à la discrétisation de l'espace à étudier à l'aide d'un maillage propre à la méthode, pour la résolution des équations de Maxwell.

Ces méthodes permettent de calculer le champ \vec{E} et \vec{H} en tout point de l'espace étudié et permettent aussi de tracer la cartographie du composant.

Les auteurs Michal Lazarczyk et *al* [20] ont procédé, en utilisant Ansoft Maxwell 3D, à une étude comparative des champs électromagnétiques émis par trois formes différentes d'inductances intégrées. Les trois formes sont : une inductance à deux couches de matériau magnétique de forme racetrack, une inductance à une couche de matériau magnétique de forme toroïdale et une inductance sans matériau magnétique de forme planaire.

Lors de leur simulation, chacune de ces inductances est placée au centre d'une boîte d'air de taille $8 \times 8 \times 6 \text{ mm}^3$ par rapport à une surface occupée par les inductances de forme racetrack et toroïdale de $2,5 \text{ mm}^2$ et $5,2 \text{ mm}^2$ pour l'inductance planaire, ces composants étant excités par une source de fréquence variable.

Les auteurs ont pu tracer l'amplitude du champ magnétique \vec{B} rayonné par chaque structure en basse fréquence et également en haute fréquence (20MHz et 50MHz). Les résultats obtenus par les auteurs montrent que l'inductance de forme toroïdale rayonne un champ magnétique beaucoup moins important que celui d'une inductance de forme racetrack et d'une inductance de forme planaire.

La figure II.10 ci-après présente à titre d'exemple la densité du courant se trouvant sur la surface d'une inductance de forme racetrack.

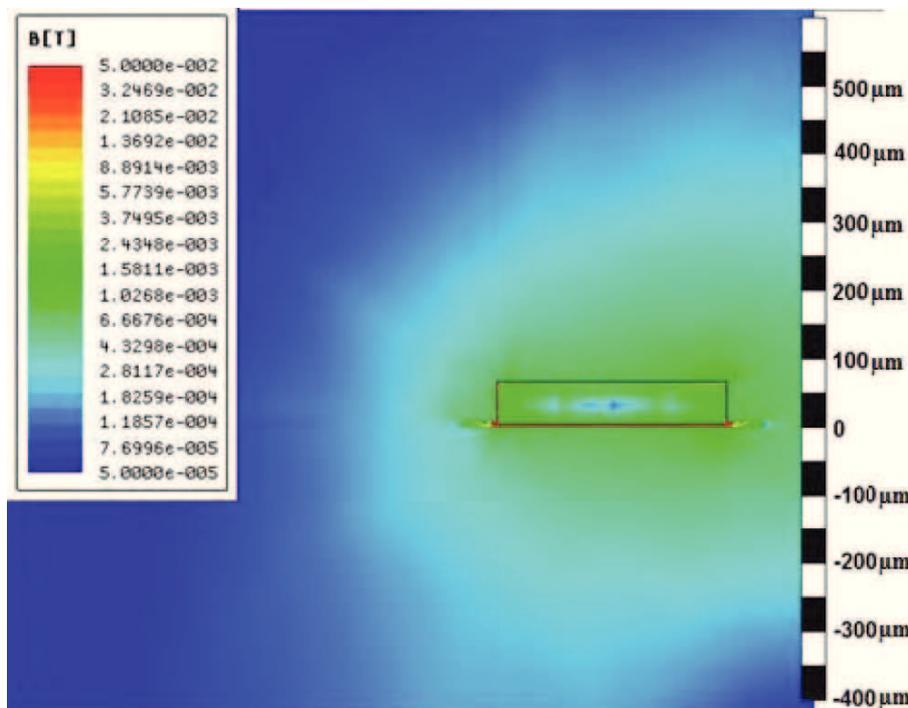


Figure II.10 : Cartographie d'une inductance de forme racetrack.

I.3 Méthodes analytiques

En ce qui concerne les méthodes analytiques, celles-ci permettent de modéliser les émissions électromagnétiques rayonnées ou de modéliser le couplage 3D en champ proche entre l'élément qui rayonne (source) et une victime (immunité).

Pour modéliser les émissions rayonnées, le principe de ces méthodes consiste à produire une image du champ électromagnétique rayonné par le dispositif à tester. Ceci consiste à remplacer le DST par un ensemble de dipôles électriques et/ou magnétiques couvrant toute la surface. Puis de faire varier certains de leurs paramètres tel que : amplitude du courant d'excitation de ces dipôles, leur nombre, leur position ainsi que leur orientation.

Cette variation permet de parvenir au même rayonnement électromagnétique que celui du DST obtenu soit grâce à un outil de simulation soit en mesure champ proche [21].

La modélisation du couplage champ proche entre les éléments perturbateurs et perturbés, celle-ci permet de prédire le couplage d'une onde excitatrice sur la victime en évaluant les tensions induites à ses extrémités dans les différentes positions de la victime.

Y. Vives Gilabert et *al* [22] se sont intéressés à la modélisation du champ magnétique rayonné par un circuit électronique. Les auteurs ont utilisé deux approches qui se basent sur des dipôles électriques et des dipôles magnétiques (détermination des sources équivalentes).

La première approche consiste à remplacer le DST par un nombre significatif de dipôles électriques orientés sur le plan « xy ». La seconde approche se base sur un réseau de dipôles ou boucles magnétiques élémentaires dont la composante normale est perpendiculaire au plan « xy » comme le montre la figure II.11 [23]. L'ensemble de ces dipôles (électriques ou magnétiques) rayonnent le même champ électromagnétique que le DST. Dans cet article, les auteurs s'intéressent aux résultats relatifs aux 3 composantes du champ magnétique.

Pour construire le modèle, les auteurs ont déterminé les expressions du champ magnétique rayonné par chaque dipôle magnétique élémentaire. Ces expressions sont présentées en coordonnées cartésiennes comme suit : pour un dipôle de surface S et alimenté par un courant d'excitation I_0 .

$$H_x = \frac{jSkI_0(x - x_0)(z - z_0)}{4\pi R^4} e^{-jkR} * \left(3 + \frac{3}{jkR} + jkR \right)$$

$$H_y = \frac{jSkI_0(y - y_0)(z - z_0)}{4\pi R^4} e^{-jkR} * \left(3 + \frac{3}{jkR} + jkR \right)$$

$$H_z = \frac{jSk^2 I_0}{4\pi R} e^{-jkR} \left[\frac{(z - z_0)^2}{R^2} \left(\frac{3}{kR} + \frac{3}{jk^2 R^2} + j \right) - \left(j + \frac{1}{kR} + \frac{1}{jk^2 R^2} \right) \right]$$

$$\text{Avec } R = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z - Z_0)^2}$$

Où $(x, y$ et $z)$ sont les coordonnées de points de mesure et $(x_0, y_0$ et $z_0)$ sont les coordonnées de la position des dipôles.

Pour valider leur méthode, les auteurs ont comparé les résultats obtenus en modélisation à des mesures réalisées sur un microcontrôleur. Une bonne concordance est obtenue entre ces différents résultats. La figure II.11 ci-après présente le principe de cette approche qui se base sur les dipôles magnétiques.

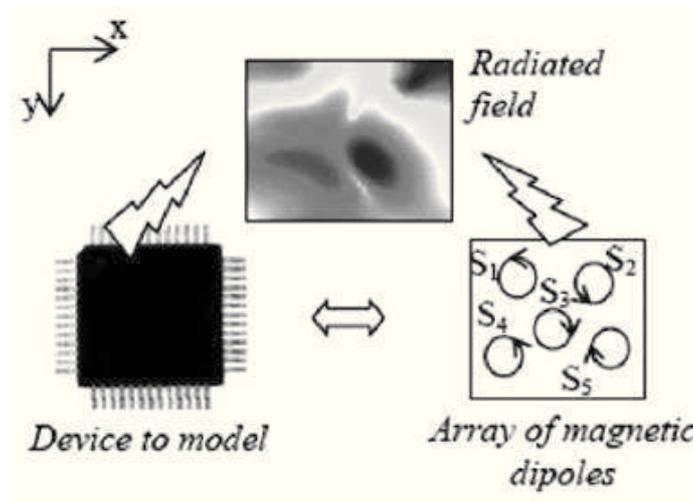


Figure II.11 : Principe du modèle basé sur : a) dipôles magnétiques b) dipôles électriques.

H. Shall et *al* dans [18] ont modélisé le couplage 3D entre une inductance toroïdale et une ligne de transmission placée dans la zone champ proche de l'inductance. Il s'agit d'une configuration rencontrée en électronique de puissance.

Les auteurs ont placé la ligne de transmission (considérée comme la victime) au-dessus de l'inductance toroïdale (source) afin de détecter les faibles zones de couplage électromagnétiques où les composants peuvent être positionnés de façon optimale. La modélisation de ce couplage est réalisée en deux étapes : l'une consiste à modéliser le rayonnement EM de la source au moyen des dipôles électriques et magnétiques, l'autre consiste à modéliser les tensions induites dans les différentes positions de la victime. Deux modèles ont été utilisés, celui de Taylor qui prend en compte l'influence des champs électriques et magnétiques tandis que le modèle de Rachidi ne prend en compte que l'influence du champ \vec{H} . Ces étapes ont été comparées et validées par les résultats obtenus en simulation sous HFSS-ANSYS.

Les figures II.12.a et 12.b ci-après montrent la bonne concordance entre les cartographies des champs \vec{E} et \vec{H} rayonnés par l'inductance toroïdale obtenues grâce au modèle développé par les auteurs et la simulation.

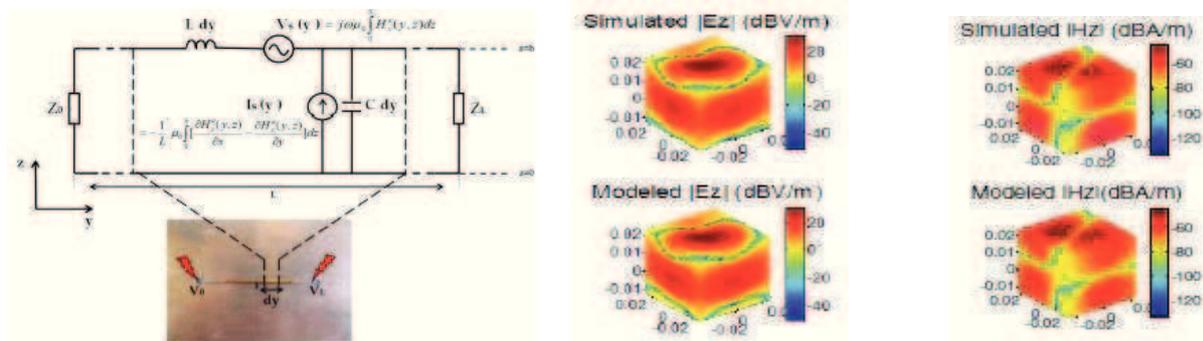


Figure II.12 : a) La méthode Rachidi utilisée par [18] b) comparaison des cartographies des champs modélisés et simulés.

Conclusion : Dans ce paragraphe I, nous avons présenté les différents moyens et méthodes pour caractériser une émission EM rayonnée par un composant ou circuit intégré. En résumé, il existe 3 approches notamment : méthodes expérimentales, méthodes numériques et méthodes analytiques. Pour notre cas, nous avons retenu 2 méthodes qui consistent d'une part à caractériser les émissions EM en utilisant un simulateur numérique (HFSS) et d'autre part en faisant des mesures expérimentales sur des composants réels à l'aide de la méthode scan champ proche qui utilise une sonde de mesure.

II. CEM des composants électroniques

Pour mettre en évidence l'intérêt des différentes méthodes de caractérisation des émissions EM rayonnées précédemment étudiées dans le paragraphe I, nous proposons dans cette partie, un état de l'art sur les émissions EM rayonnées par des composants électroniques actifs et passifs.

De nombreuses études en émission et en susceptibilité ont été réalisées sur les composants actifs [12] [10] [24] [25] [26] [27] (circuit intégré, microcontrôleur, cellule de commutation, ...) et assez peu sur les composants passifs. Toutefois, nous nous intéresserons beaucoup plus aux composants passifs que actifs parce que cela répond à nos préoccupations.

P-E. Lévy et al [4] ont réalisé une étude sur les émissions rayonnées par des inductances toriques. Les auteurs ont modélisé particulièrement l'hétérogénéité du bobinage sur la distribution du champ magnétique.

Dans le cadre de leur travail, ils ont fait varier les paramètres du circuit magnétique et du bobinage (taille du noyau ferromagnétique, rayon des spires autour du tore, perméabilité du noyau ou encore répartition angulaire des spires) (cf: figure II.17.1) sans modifier la configuration du reste de la bobine.

Les résultats obtenus en simulation et mesure en utilisant le logiciel COMSOL et un banc de mesure en champ proche, ont permis d'étudier la répartition du champ EM rayonné par ce composant.

La cartographie du module de la composante H_z mesuré au-dessus du composant, montre une forte modification de la répartition du champ rayonné par la bobine lorsqu'on varie le pas de bobinage.

En revanche, la taille et la perméabilité du noyau ne modifient pas la répartition du champ rayonné.

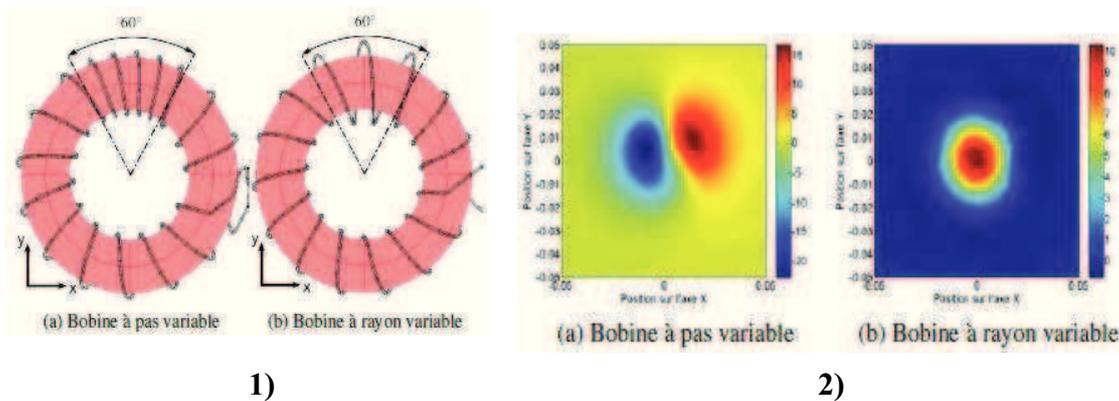


Figure II.17 : 1) les configurations étudiées, 2) Cartographie de H_z dans les 2 cas.

Les travaux de S. Orlandi et B. Allongue [5] comparent le rayonnement électromagnétique de deux structures d'inductance à air : une bobine hélicoïdale de forme solénoïde et une autre bobine de forme torique, mais toutes deux sans matériau magnétique (cf: figure I.18.a).



Figure II.18 : a) Deux structures de formes solénoïde et torique.

Le champ magnétique rayonné par ces deux structures est caractérisé avec deux logiciels qui utilisent la méthode des éléments finis qui sont ANSOFT Maxwell 3D v11.1 et ANSOFT Q3D Extractor. Les auteurs ont constaté que la structure torique rayonne beaucoup moins que la structure solénoïde. Ce qui peut être expliqué par une meilleure concentration des champs magnétiques dans la partie inférieure du tore.

La figure II.18.b ci-après présente les vecteurs champs magnétiques rayonnés par les deux structures solénoïde et torique.

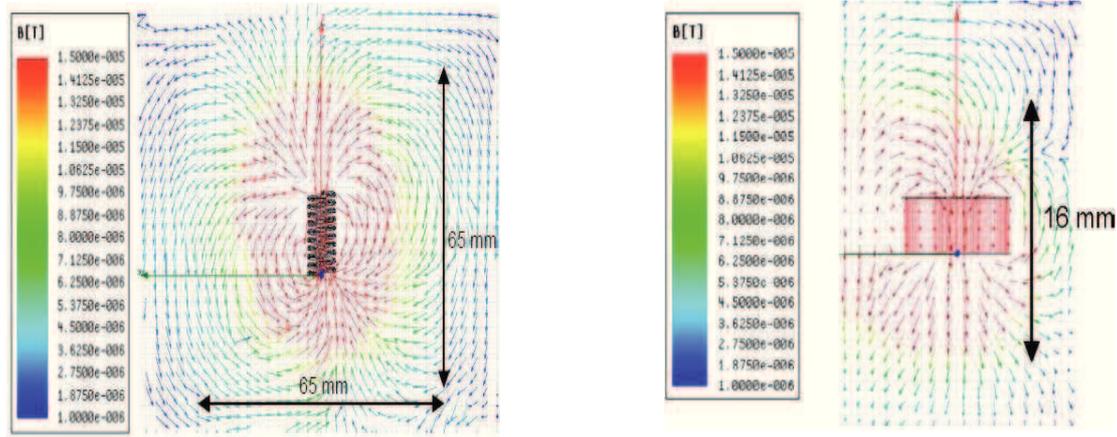


Figure II.18 : Vecteur champ magnétique de 2 structures à air.

Les travaux de Hosei Hirano et Kenichi Tanikawa [28] présentent une comparaison du flux de fuite généré par une inductance planar de faible épaisseur (4mm) et une inductance discrète de type tambour. Les auteurs ont tout d'abord procédé à la conception et à la réalisation de la structure planar. Les flux de fuite générés par les structures sont étudiés en simulation et mesure à l'aide d'un gaussmètre. L'étude a permis aux auteurs de constater que le flux de fuite est beaucoup plus faible (1/10) sur la structure planar faible épaisseur par rapport à l'inductance de type tambour ;

La figure II.19 présente et compare le flux de fuite de deux types d'inductances (faible épaisseur et à tambour) en fonction de la distance de mesure.

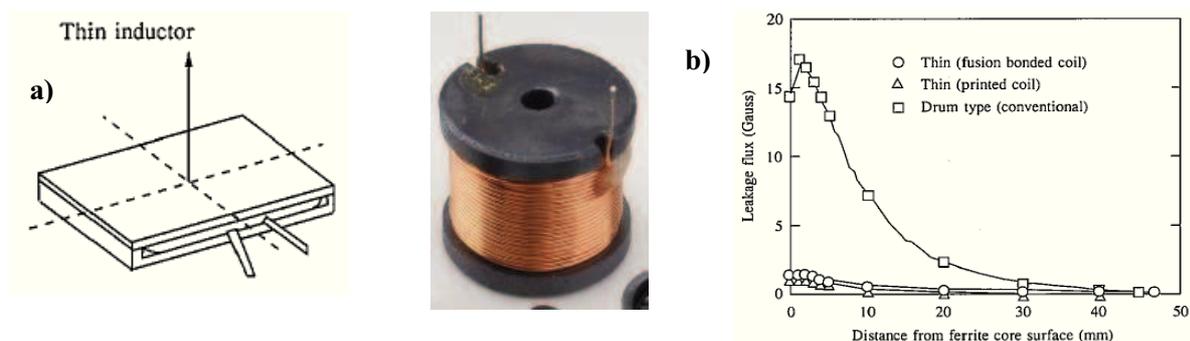


Figure II.19 : a) Deux types d'inductance et b) Comparaison de l'évolution du flux de fuite pour une inductance de type à tambour et une inductance de faible épaisseur.

Les composants avec cœurs magnétiques sont largement utilisés en l'électronique de puissance et sont souvent les causes de couplages électromagnétiques. Les travaux de P. Lévy, C. Gautier et F. Costa dans [4] présentent l'effet de l'agencement des enroulements d'une inductance autour d'un noyau toroïdal.

Les simulations et mesures réalisés à une distance de 4 cm au-dessus du centre du composant, ont permis aux auteurs d'observer un changement de la répartition du champ rayonné lorsqu'ils augmentent ou diminuent le nombre d'enroulement ou change la manière dont sont disposés les différents enroulements.

La figure II.20.a présente les trois cartographies de la composante H_z (A/m) du champ magnétique rayonné par une bobine avec différents agencements et modification de nombre de tour des enroulements.

Les auteurs se sont intéressés également à la modélisation du rayonnement magnétique de la bobine afin de prévoir l'émission rayonnée de cette dernière en considérant uniquement les enroulements (sans le matériau magnétique). Ainsi, ils ont constaté que la concentration du champ rayonné se trouve sur la partie de la bobine où les spires sont les plus proches les unes des autres. La figure II.20.b présente la composante H_z tangentielle de la bobine modélisée.

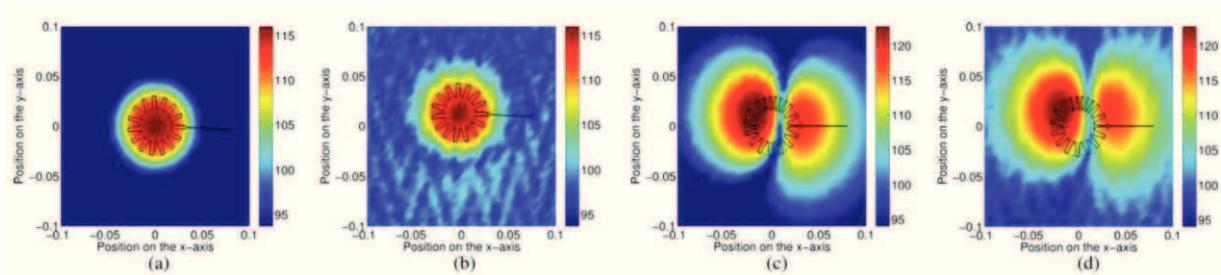


Figure II.20.a : Composante H_z de la bobine : a) Bobine idéale avec 18 tours simulée, b) Bobine idéale avec 18 tours mesurée, c) Bobine avec 3 tours ajoutés et agencement non régulier et d) Agencement non régulier avec 3 tours supprimés.

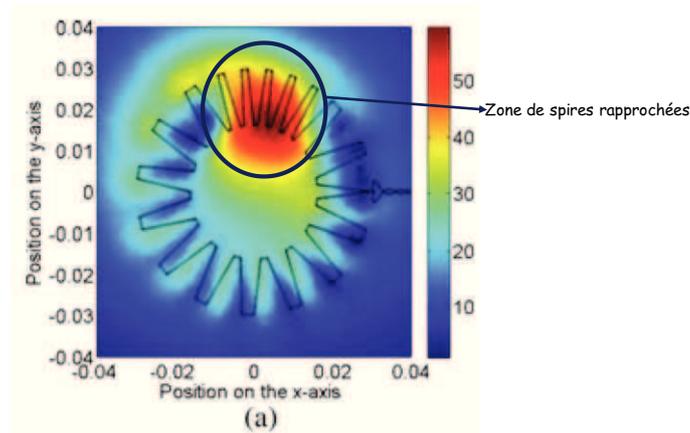
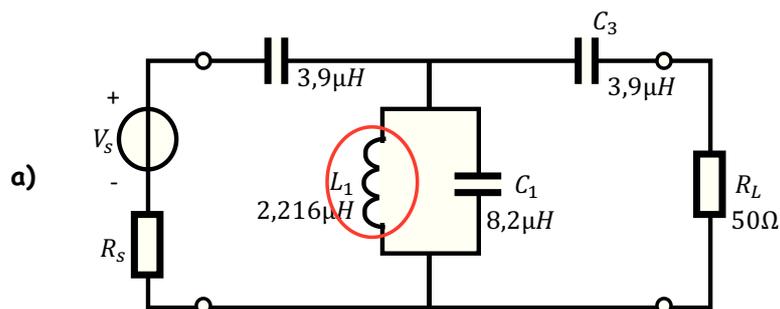


Figure II.20.b : La composante tangentielle H_z (A/m) de la bobine modélisée.

Dans le but d'étudier le rayonnement électromagnétique des inductances, les auteurs Dong Hui et Zhu Yisheng [29] ont réalisé une inductance planaire sur PCB (Printed Circuit Board) dénommée L_1 et placée dans un circuit résonnant (figure II.21) afin d'étudier son rayonnement en champ proche et lointain. Il démontre tout d'abord en s'appuyant sur la théorie des antennes que la puissance rayonnée est faible. Il s'intéresse ensuite au rayonnement en champ proche.

Les mesures réalisées en utilisant un analyseur vectoriel de réseau de type HP 8753D équipé d'une sonde balayant la surface du circuit, ont permis aux auteurs cartographier les émissions en champ proche de l'inductance.

La figure II.21 présente le circuit résonnant, la courbe tracée en 3D de l'intensité rayonnée par le circuit résonnant.



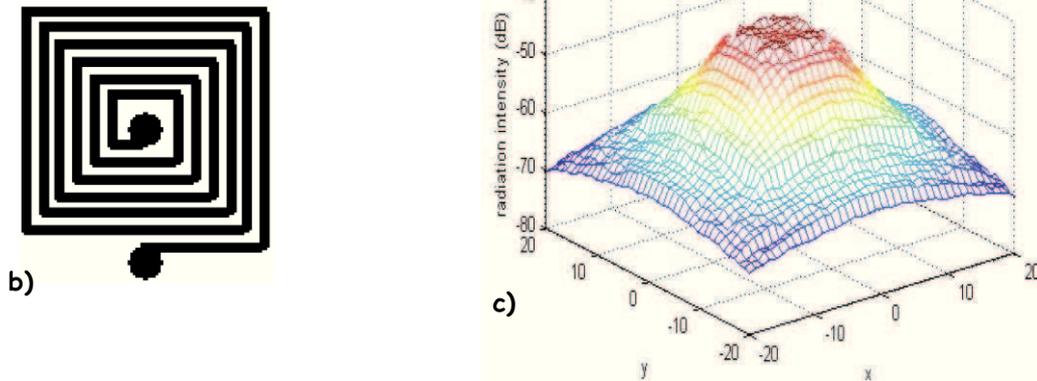


Figure II.21 : a) Circuit résonnant, b) Photographie de l'inductance et c) Courbe tracée en 3D de l'intensité rayonnée par le circuit résonnant.

Pour étudier le rayonnement du champ magnétique des composants passifs utilisés en électronique de puissance, les auteurs A. Stadler et M. Albach [30] ont examiné le champ magnétique rayonné par un transformateur toroïdal comportant un entrefer (figure I.22). Les auteurs ont développé une méthode analytique pour calculer la répartition du champ lorsque la position et la largeur des enroulements ainsi que la taille de l'entrefer sont modifiés.

Alexander Stadler et M. Albach ont démontré (figure II.22.b et figure II.22.c) qu'une diminution considérable du champ rayonné est observée lorsque les enroulements sont proches de l'entrefer. Cette atténuation (du champ magnétique) est beaucoup plus visible si la taille de l'entrefer est presque égale à la largeur des enroulements.

La figure II.22 (b et c) montre le diagramme de rayonnement pour différentes valeurs de la longueur et position des enroulements avec un entrefer d'un angle $\beta=10^\circ$.

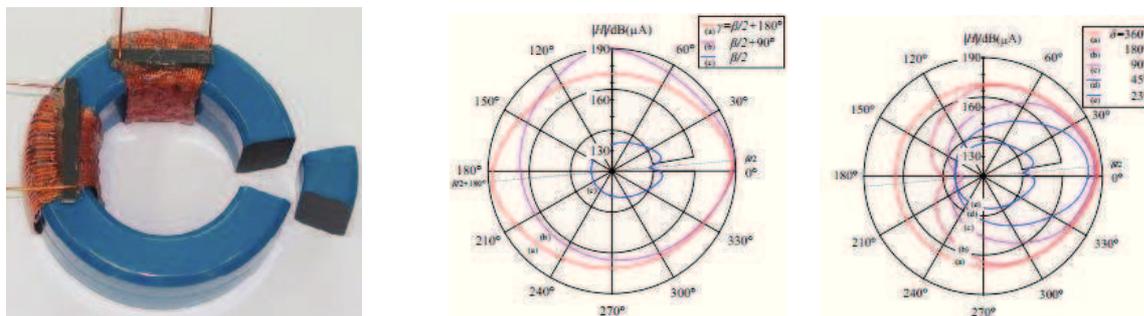


Figure II.22 : a) Photographie d'un transformateur toroïdal avec un entrefer, b) diagramme du rayonnement avec différentes positions des enroulements et c) diagramme de rayonnement avec différentes valeurs de la largeur des enroulements.

Dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM) toujours, les préoccupations concernent également l'étude des limites d'exposition de la

population et des travailleurs aux champs électromagnétiques émis par les appareils électriques, les composants passifs comme les transformateurs.

Les travaux de M. Breschi et A. Cristofolini [31] consiste à faire une comparaison de deux méthodes numériques (3D éléments finies linéaire et non linéaire) avec les mesures expérimentales pour l'évaluation de champs rayonnés d'un transformateur électrique.

Les auteurs ont montré que le champ rayonné par les enroulements (primaire et secondaire) du transformateur constitue la contribution la plus significative comparée aux champs rayonnés par les câbles d'alimentation.

La figure II.23 montre d'une vue du transformateur ainsi que les courbes de son champ magnétique rayonné en fonction de la position obtenue en mesure et calcul.

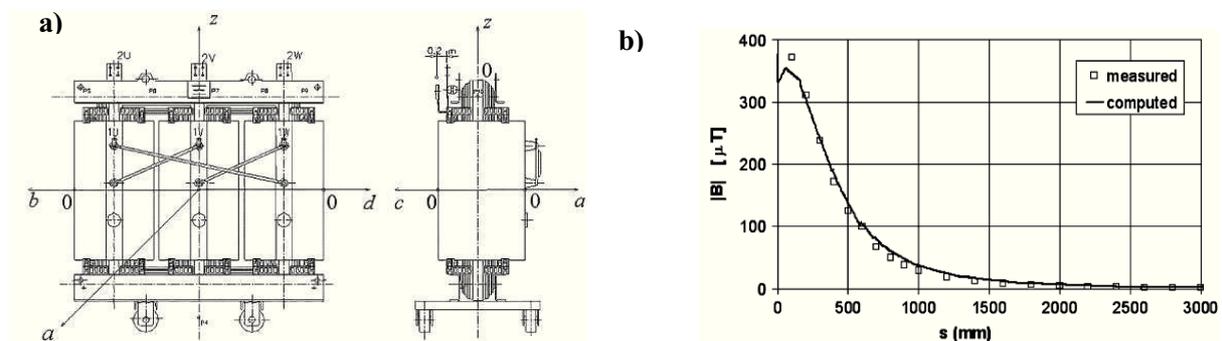


Figure II.23 : a) Schémas du transformateur et b) champ magnétique rayonné, mesuré et calculé.

Yongbin Chu et al [32] ont réalisé une nouvelle structure d'inductance de filtrage de mode commun qui permet entre-autre de limiter le rayonnement du champ magnétique.

La structure proposée est constituée de deux demi-inductances empilées, possédant des noyaux identiques et de même nombre de spires enroulés dans des directions opposées (figure I.24.b).

Une première étude en utilisant un logiciel de calcul par éléments finis 3D (ANSYS Maxwell) a permis aux auteurs de conclure que la structure proposée réduit l'amplitude du champ magnétique rayonné jusqu'à 2/3 par rapport à la structure conventionnelle (figure II.24.a).

Pour valider la simulation, les auteurs ont réalisé des études expérimentales en utilisant un analyseur de spectre Agilent 4395A pour mesurer le champ magnétique \vec{B} rayonné par les structures à une fréquence de 500kHz.

La comparaison de ces 2 études (simulation et mesure) montre avec concordance que la nouvelle structure proposée réduit considérablement le champ magnétique \vec{B} rayonné par rapport à la structure conventionnelle.

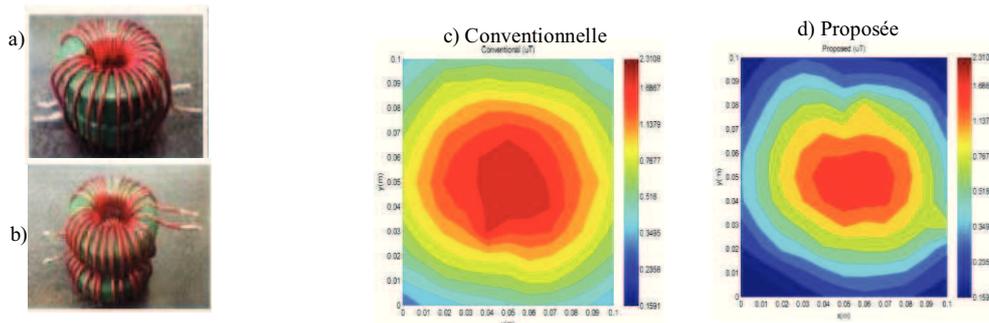


Figure II.24 : a) Structure conventionnelle b) Nouvelle structure proposée, c) et d) Cartographie du champ \vec{B} des structures étudiées.

Dans l'objectif de réaliser un convertisseur DC/DC fonctionnant en environnement sévère et dans le but de limiter les perturbations EM en champ proche, les auteurs S. Michelis et al [6] ont procédé à une étude sur les composants magnétiques nécessaires pour ce circuit.

Dans leurs travaux, les auteurs ont étudié plusieurs paramètres dont les émissions rayonnées en fonction de la géométrie de ces composants afin de limiter les perturbations EM dans le convertisseur. Les structures étudiées sont des inductances à air de forme torique, solénoïdale et planaire. Les auteurs montrent par une étude en simulation réalisée sous le logiciel ANSYS Maxwell que pour l'inductance torique, l'émission en champ proche est la plus faible. Ce résultat était attendu dans la mesure où dans une structure torique les lignes de champs sont relativement plus confinées que dans une structure ouverte (solénoïde ou planaire).

La figure II.25.a, b et c ci-après présente les cartographies du champ magnétique avec l'échelle allant de $1\mu\text{T}$ à $10\mu\text{T}$ pour les trois inductances (solénoïdale, tore et planaire) obtenues en simulation.

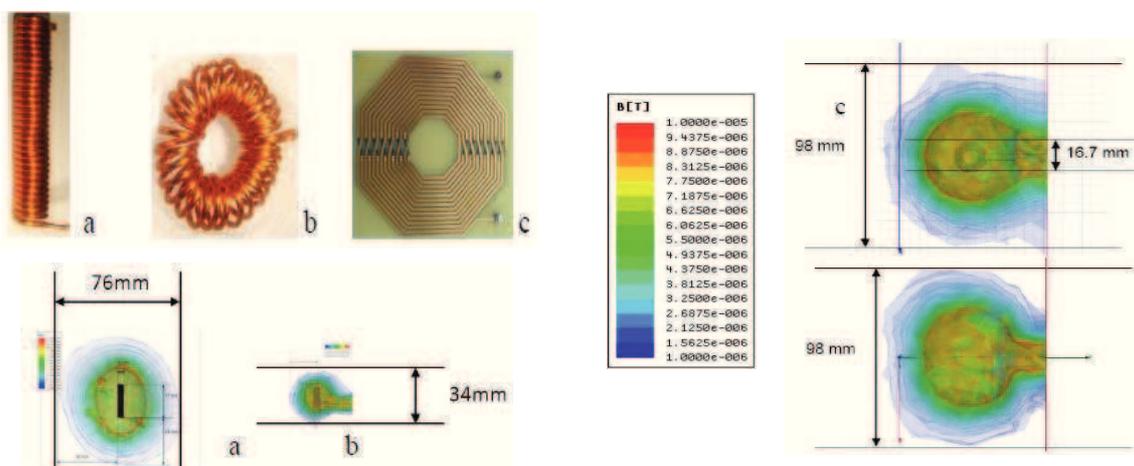


Figure II.25 : Les structures étudiées et les résultats de simulations pour les inductances : a) solénoïdale, b) tore et c) planaire.

Les auteurs Bai Feng et al [19] ont utilisé le logiciel Ansoft Maxwell 2D pour étudier la répartition des champs électrique et magnétique dans un transformateur planar haute tension (420V – 0,35A). Ils montrent que le champ magnétique rayonné est plus élevé que le champ électrique. Les auteurs mettent en évidence certaines zones à l'extérieur du composant, dans lesquelles les fuites sont importantes (le circuit magnétique ne canalise pas parfaitement les lignes de champs magnétiques). Ils en déduisent qu'il convient d'éloigner tout composant sensible de ces zones à fortes fuites. Cette remarque s'applique tout particulièrement aux applications à forte intégration.

La figure II.26 ci-après présente le contour des lignes du champ \vec{H} à l'intérieur du noyau magnétique ainsi que la répartition du courant dans les conducteurs qui peuvent être la cause de pertes.

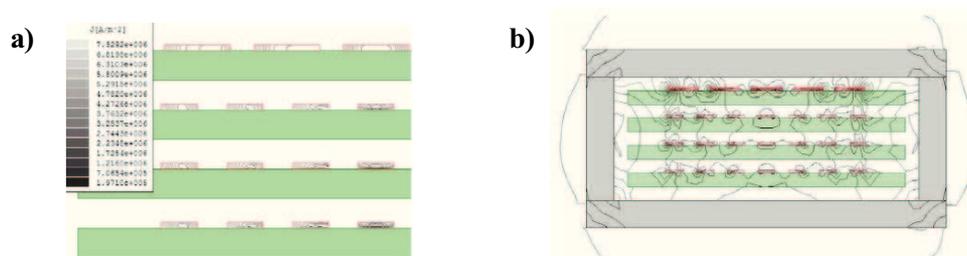


Figure II.26 : a) Répartition du courant dans les conducteurs, b) lignes de champ \vec{H} dans le noyau magnétique.

Le composant fondamental d'une alimentation à découpage étant une inductance, celle-ci est devenue un facteur important de détérioration dans son environnement électromagnétique [33] [34]. S.M.M. Mirtalaei et al [33] se sont intéressés à la détermination des émissions rayonnées en champ proche en proposant une méthode plus précise que les méthodes analytiques classiques et plus rapide que les méthodes des éléments finis.

Le principe de la méthode proposée comprend trois étapes : la première étape consiste à mesurer les composantes H_x et H_y du champ magnétique proche rayonné ; ce qui impose de disposer du DST. La deuxième étape consiste à calculer les densités du courant J_x et J_y des courants de surface permettant d'obtenir les composantes du champ mesuré. Dans la troisième étape, les auteurs calculent le champ électrique et magnétique rayonnés à partir de la distribution de courant dans l'espace libre en utilisant la méthode des moments.

Enfin, les auteurs ont testé l'efficacité de leur méthode sur un dipôle électrique et sur une inductance. La figure II.27 ci-après présente la cartographie de champ magnétique rayonné au-dessus du dipôle et de l'inductance obtenue par la méthode proposée.

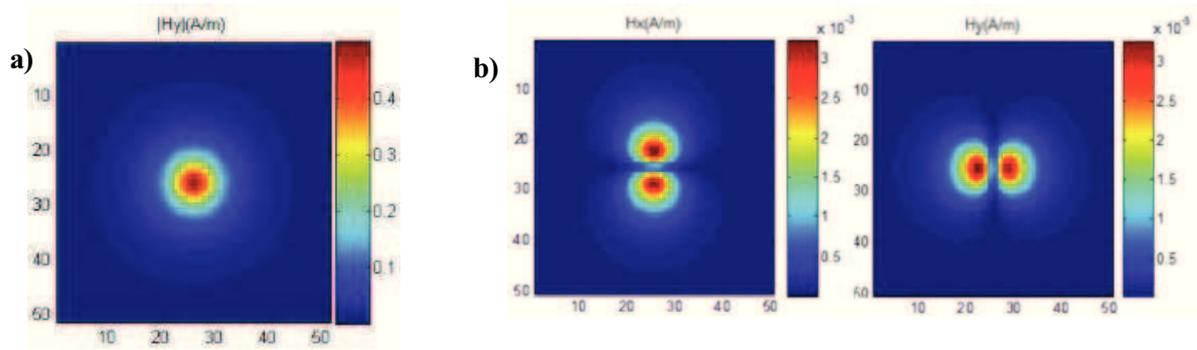


Figure II.27 : Détermination du champ magnétique rayonné par : a) dipôle électrique et b) l'inductance.

Lotfi BEGHOU et al [35] ont mis au point un modèle équivalent des rayonnements électromagnétiques en champ proche adaptée aux alimentations à découpage. Cette méthode basée sur l'utilisation d'un algorithme génétique, nécessite la résolution d'un problème inverse à partir des mesures de champ proche. Un modèle comportemental est ainsi établi : il est constitué d'un ensemble de dipôles magnétiques qui rayonnent le même champ magnétique que celui mesuré. Les auteurs ont démontré l'efficacité de cette méthode par la bonne corrélation obtenue entre les cartographies du champ mesuré et modélisé, comme l'illustre la figure II.28.

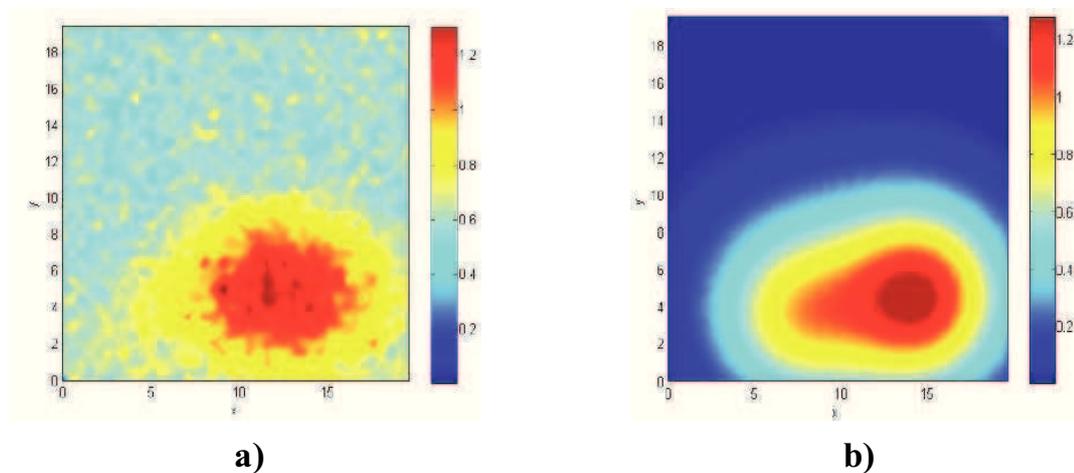


Figure II.28 : a) Champ magnétique mesuré H_z (A/m) et b) Champ magnétique modélisé H_z (A/m).

Cécile Labarre et François COSTA dans [36] se sont intéressés à la modélisation et la mesure des émissions rayonnées par un filtre CEM constitué d'éléments L et C utilisé dans un variateur de vitesse.

Après avoir développé un modèle électrique comprenant les éléments parasites des composants constituant le filtre, les auteurs ont procédé à une étude des émissions en champ proche de ce filtre afin d'identifier les éléments du filtre à l'origine de ce rayonnement.

montrent que la cellule de commutation peut être modélisée par une boucle de courant dont ils déterminent les caractéristiques (dimensions et courant).

- Le champ rayonné par l'inductance de filtrage apparaît sur la composante z du champ magnétique avec une amplitude faible par rapport à celui rayonné par la cellule de commutation.
- La composante H_z du champ magnétique représente la composante la plus importante en basse comme en haute fréquence. Elle a été utilisée pour déterminer le spectre de rayonnement.

La figure II.30.1 présente les trois composantes du champ \vec{H} (H_x , H_y et H_z) mesurées en basse et haute fréquence.

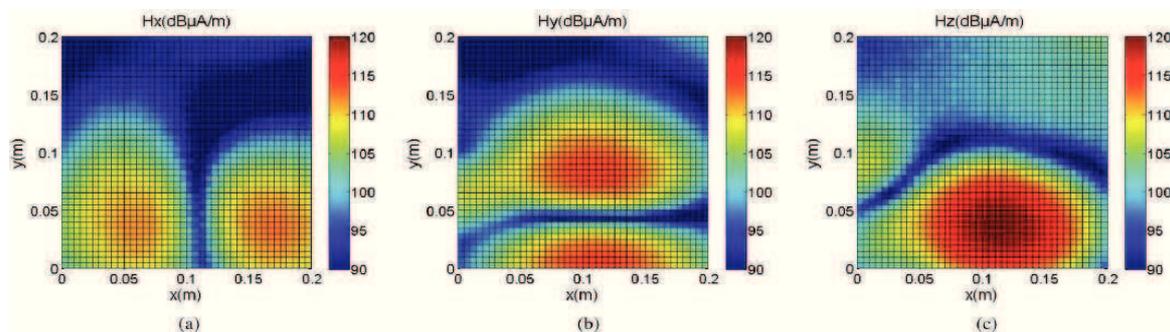


Figure II.30.1 : Champ magnétique proche mesuré, (a) Composante-x, b) composante-y, c) composante-z.

La figure II.30.2 présente une photographie du convertisseur étudié ainsi que la composante z du champ \vec{H} mesuré en haute fréquence (17,9MHz).



Figure II.30.2 : Photographie du convertisseur Buck étudié et le champ magnétique proche mesuré (composante-z), $f = 17,9\text{MHz}$.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposés un état de l'art sur deux choses :

- Moyens et méthodes pour étudier l'émission EM rayonnée par un composant intégré ;
- CEM des composants électroniques.

Dans ces études, nous nous sommes intéressés aux émissions électromagnétiques rayonnées par des composants passifs avec et sans matériau magnétique. La plupart de ces études ont été réalisé sur des composants discrets et très peu sur les composants planaires intégrées.

Les auteurs se sont intéressés à l'étude de la géométrie des composants et à l'influence de certains paramètres de composant tels que : l'effet d'agencement des enroulements et la comparaison de l'amplitude du champ rayonné par de composants de différentes formes. Aucune étude n'est intéressée à la quantification et blindage de ces composants en utilisant un matériau magnétique. Ensuite, nous avons remarqué que l'émission électromagnétique de composants magnétiques tels que : inductance ou transformateur, peuvent être mesurées expérimentalement, simulées au moyen d'un logiciel ou modélisées par des calculs analytiques. Le chapitre suivant propose les approches retenues pour notre cas d'études pour l'études des émissions rayonnées par des inductances intégrées.

Références bibliographiques du chapitre II :

- [1] T. Ostermann et B. Deutschmann, « Characterization of the EME of integrated circuits with the help of the IEC standard 61967 [electromagnetic emission] », *Proceedings. The Eighth IEEE European, Test Workshop*, 2003, p. 132-137.
- [2] L. Decrock, J. Catrysse, F. Vanhee, et D. Pissort, « Measuring and simulating EMI on very small components at high frequencies », *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, 2013, p. 961-965.
- [3] M. A. Chahine, M. Khatib, A. Hamié, R. Perdriau, et M. Ramdani, « Near field measurement system for the detection of electromagnetic field components radiated by microwave devices », *Microwave Symposium (MMS), 13th Mediterranean*, 2013, p. 1-4.
- [4] P. É. Lévy, C. Gautier, F. Costa, B. Revol, et C. Labarre, « Accurate Modeling of Radiated Electromagnetic Field by a Coil with a Toroidal Ferromagnetic Core », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 55, n° 5, p. 825-833, oct. 2013.
- [5] S. Orlandi *et al.*, « Optimization of shielded PCB air-core toroids for high efficiency dc-dc converters », *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009*, 2009, p. 2073-2080.
- [6] S. Michelis, F. Faccio, P. Jarron, et M. Kayal, « Air core inductors study for DC/DC power supply in harsh radiation environment », *Joint 6th International IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference, NEWCAS-TAISA*, 2008, p. 105-108.
- [7] D. Baudry, C. Arcambal, A. Louis, B. Mazari, et P. Eudeline, « Applications of the Near-Field Techniques in EMC Investigations », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 49, n° 3, p. 485-493, août 2007.
- [8] S. A. BOULINGUI, « Etude du couplage électromagnétique entre circuits intégrés par émulation du perturbateur - Application en téléphonie 3G », Mémoire de Thèse, Université de Toulouse, 2009.
- [9] IEC 61967-2, « Integrated circuits - Measurement of electromagnetic emission, 150KHz to 1GHz - Part 2: Measurement of radiated emissions, TEM-cell method ».
- [10] K. Lee, M. Z. M. Jenu, C. Seong, et S. Hour, « Characterizations of FPGA chip electromagnetic emissions based on GTEM cell measurements », *Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, 2012, p. 978-982.

- [11] IEC 61967-3, « Integrated circuit - Measurement of electromagnetic emission, 150KHz to 1GHz - Part 3: Measurement of radiated emissions, surface scan method (10kHz to 3GHz) ».
- [12] A. Boyer, S. Bendhia, et E. Sicard, « Characterisation of electromagnetic susceptibility of integrated circuits using near-field scan », *Electron. Lett.*, vol. 43, n° 1, p. 15-16, janv. 2007.
- [13] J. Fan, « Near-field scanning for EM emission characterization », *IEEE Electromagn. Compat. Mag.*, vol. 4, n° 3, p. 67-73, rd 2015.
- [14] S. Criel *et al.*, « Theoretical and experimental quantitative characterization of the near-fields of printed circuit board interconnection structures », *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Symposium Record*, 1995, p. 471-474.
- [15] T. Dubois, « Étude de l'effet d'ondes électromagnétiques sur le fonctionnement de circuits électroniques : mise en place d'une méthode de test des systèmes », thésis, Montpellier 2, 2009.
- [16] A. Boyer, « Méthode de prédiction de la compatibilité électromagnétique des systèmes en boîtier », thésis, Toulouse, INSA, 2007.
- [17] M. Takahashi *et al.*, « Electromagnetic near field distribution measurements using optically scanning system », *International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC Europe*, 2009, p. 1-4.
- [18] H. Shall, Z. Riah, et M. Kadi, « Prediction of 3D-near field coupling between a toroidal inductor and a transmission line », *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, 2013, p. 651-656.
- [19] B. Feng, N. Zhong-Xia, S. Yu-Jie, et Z. Dong-Fang, « EMI Modeling and Simulation of High Voltage Planar Transformer », *International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES '06*, 2006, p. 1-4.
- [20] M. Lazarczyk, N. Barry, T. O'Donnell, et R. Meere, « Comparison of fields emitted from high frequency silicon-integrated, microfabricated inductors », *13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '09*, 2009, p. 1-10.
- [21] H. Shall, « Modélisation 3D des émissions rayonnées et étude des couplages entre composants et interconnexions », Mémoire de Thèse, UNIVERSITÉ DE ROUEN, 2014.
- [22] Y. Vives-Gilabert, C. Arcambal, A. Louis, F. de Daran, P. Eudeline, et B. Mazari, « Modeling Magnetic Radiations of Electronic Circuits Using Near-Field Scanning Method », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 49, n° 2, p. 391-400, mai 2007.

- [23] Y. V. Gilabert, « Modélisation des émissions rayonnées de composants électroniques », Mémoire de Thèse, Université de Rouen, 2007.
- [24] H. P. Bernd Deutschmann, « Near field measurements to predict the electromagnetic emission of integrated circuits ».
- [25] E. Sicard, A. Boyer, et A. Tankielun, « On the prediction of near-field microcontroller emission », *International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC 2005*, vol. 3, p. 695-699 Vol. 3.
- [26] E. Rondon, F. Morel, et C. Vollaire, « Étude CEM d'une cellule de commutation avec interrupteurs en Si et SiC », *CEM-2012*, Rouen, France, 2012, p. Actes sur CD.
- [27] B. Ravelo, Y. Liu, et A. K. Jastrzebski, « PCB Near-Field Transient Emission Time-Domain Model », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 57, n° 6, p. 1320-1328, déc. 2015.
- [28] « No.73 Special Issue on New Materials | Technical Papers and Technical Reports | Research & Development | NIPPON STEEL & SUMITOMO METAL ». [En ligne]. Disponible sur : <http://www.nssmc.com/en/tech/report/nsc/no73.html>. [Consulté le : 28-déc-2018].
- [29] D. Hui, Z. Yisheng, et Z. Baishan, « Research on the electromagnetic radiation of a PCB planar inductor », *Microwave Conference Proceedings, APMC-2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, 2005, vol. 1, p. 3 pp.
- [30] A. Stadler, M. Albach, et T. Durbaum, « The minimization of magnetic stray fields from transformers with air gapped toroids », *IEEE Compatibility in Power Electronics*, 2005, p. 178-184.
- [31] M. Breschi et A. Cristofolini, « Experimental and Numerical Analysis of Stray Field from Transformers », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, n° 11, p. 3984-3990, nov. 2007.
- [32] Y. Chu, S. Wang, N. Zhang, et D. Fu, « A Common Mode Inductor with External Magnetic Field Immunity, Low-Magnetic Field Emission, and High-Differential Mode Inductance », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 12, p. 6684-6694, déc. 2015.
- [33] S. M. M. Mirtalaei, S. H. H. Sadeghi, et R. Moini, « Radiated emission determination from near field measurements for EMI evaluation of switch mode power supplies components by method of moments », *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2013 4th*, 2013, p. 421-425.
- [34] A. M. Sitzia, A. E. Baker, T. W. Preston, A. Puzo, et A. Pons, « Finite element analysis for power electronics EMC applications », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, n° 3, p. 1517-1520, mai 1996.

- [35] L. Beghou, B. Liu, L. Pichon, et F. Costa, « Synthesis of Equivalent 3-D Models from Near Field Measurements— Application to the EMC of Power Printed Circuit Boards », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, n° 3, p. 1650-1653, mars 2009.
- [36] C. Labarre et F. Costa, « Circuit Analysis of an EMI Filter for the Prediction of its Magnetic Near-Field Emissions », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 54, n° 2, p. 290-298, avr. 2012.
- [37] O. Aouine, C. Labarre, et F. Costa, « Measurement and Modeling of the Magnetic Near Field Radiated by a Buck Chopper », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 50, n° 2, p. 445-449, mai 2008.

Chapitre III :

**LES APPROCHES RETENUES :
SIMULATIONS ET MESURES**

SOMMAIRE

INTRODUCTION.....	68
I. L'APPROCHE NUMERIQUE	69
I.1 POURQUOI UNE SIMULATION NUMERIQUE ?.....	69
I.2 LE SIMULATEUR CHOISI : HFSS	69
<i>I.2.1 La Méthode des Eléments Finis (MEF)</i>	<i>70</i>
<i>I.2.2 Principe de calcul du simulateur HFSS.....</i>	<i>71</i>
<i>I.2.3 Résultats donnés par HFSS.....</i>	<i>72</i>
I.3 LES PRINCIPALES ETAPES DE SIMULATION.....	74
<i>I.3.1 Les principaux paramètres de simulation</i>	<i>75</i>
<i>I.3.2 Conditions de simulation.....</i>	<i>76</i>
II. PRESENTATION DES STRUCTURES ETUDIEES.....	77
II.1 STRUCTURE A AIR	78
II.2 STRUCTURE AVEC UNE COUCHE DE MATERIAU MAGNETIQUE	78
II.3 STRUCTURE A DEUX COUCHES DE MATERIAU MAGNETIQUE	79
III. PRINCIPES D'ETUDE ET PROBLEMES RENCONTRES	79
III.1 METHODE D'ETUDE ET CALCUL DU CHAMP RAYONNE	80
III.2 MODE D'EXCITATION.....	81
III.3 PROBLEME RENCONTRE : NORMALISATION DU CHAMP RAYONNE	82
IV. DETERMINATION DU COURANT DANS UNE SPIRE	83
V. APPROCHE EXPERIMENTALE	87
V.1 MESURE DE CHAMP PROCHE.....	87
V.2 PRINCIPE DE MESURE RETENUE	87
V.3 LE BANC DE MESURE DEVELOPPE.....	88
V.1 MODE D'ALIMENTATION DU COMPOSANT	90
V.2 PROTOCOLE DE MESURE	91
VI. SONDE DE MESURE DU CHAMP H.....	92
VI.1 PRINCIPE DE MESURE D'UNE SONDE A BOUCLE	92
VI.2 SONDE DE MESURE UTILISEE	93
<i>VI.2.1 Constitution de la sonde de mesure.....</i>	<i>93</i>
<i>VI.2.2 Dimensions géométriques de la sonde de mesure.....</i>	<i>93</i>
<i>VI.2.3 Mise en œuvre de la sonde.....</i>	<i>94</i>
VI.3 INFLUENCE DE LA SONDE SUR LE CHAMP A MESURER	95
VI.4 POSITIONNEMENT DE LA SONDE EN Z	96
VI.5 CALIBRAGE DE LA SONDE DE MESURE.....	98
CONCLUSION.....	104
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

Chapitre III :

LES APPROCHES RETENUES : SIMULATIONS ET MESURES

INTRODUCTION

Nous avons vu précédemment dans le chapitre II de ce manuscrit, qu'il existe trois approches pour étudier la CEM d'un composant électronique intégré en émission (ou en susceptibilité). Ces approches consistent soit à faire une mesure expérimentale sur le composant réel, soit à effectuer une simulation numérique sur le composant virtuel ou soit à modéliser analytiquement l'émission électromagnétique produite par ce composant. Pour notre cas d'étude, nous avons retenu deux approches. Une première qui est moins coûteuse, consiste à effectuer des simulations numériques à l'aide d'un simulateur électromagnétique 3D dédié. Cependant, il est indispensable de vérifier par une autre méthode les résultats des simulations numériques. C'est pourquoi une deuxième approche est retenue afin de comparer et valider les résultats de simulation. La seconde méthode consiste à effectuer des mesures expérimentales sur des composants réels.

Le présent chapitre a pour objectif de présenter les 2 approches retenues ainsi que les démarches appliquées pour l'étude de perturbations EM en émission rayonnée des inductances planaires intégrées.

Ainsi, ce troisième chapitre est divisé en 2 parties : une première qui donne une brève présentation de l'outil de simulation utilisé, suivie d'une présentation détaillée des différentes étapes et conditions de simulation retenues pour résoudre notre problème. Ensuite nous allons évoquer quelques problèmes rencontrés en simulation dont la résolution a permis de dégager une méthode de normalisation du champ magnétique rayonné pour les inductances étudiées. La seconde partie sera consacrée à la présentation du banc de mesure expérimental utilisé puis au protocole de mesure mis en place pour le cas de notre étude.

I. L'APPROCHE NUMERIQUE

Dans cette partie nous allons tout d'abord présenter l'intérêt de la simulation numérique pour notre étude suivie d'une brève présentation du simulateur utilisé. Nous allons ensuite évoquer le principe de calcul de ce simulateur pour la résolution d'un problème de façon générale puis, la méthode appliquée à notre cas d'étude et les conditions de simulation à respecter pour obtenir des résultats fiables.

I.1 Pourquoi une simulation numérique ?

Un outil de simulation numérique est presque indispensable pour notre cas d'étude. Nous avons retenu cette approche parce qu'elle est moins coûteuse en terme financier, permet de gagner beaucoup de temps et surtout de faire varier différents paramètres sur la structure afin d'étudier leur influence sans beaucoup de difficulté. Nous avons écrit dans le chapitre précédent qu'il existe dans la littérature plusieurs outils de simulations numériques [1] [2] [3] [4] [5] qui peuvent répondre à nos préoccupations sur l'étude des émissions électromagnétiques rayonnées des inductances intégrées. Pour notre cas d'étude, le simulateur choisi est un logiciel commercial développé par la compagnie ANSYS appelé HFSS [5]. Le laboratoire Hubert Curien a porté son choix sur ce logiciel parce qu'il possède un solveur qui se base sur la méthode des éléments finis bien adaptée à la résolution de nos problèmes. HFSS dispose de nombreuses options qui permettent d'étudier différents comportements électromagnétiques et d'effectuer de nombreuses tâches telles que :

- Le calcul et la visualisation des vecteurs du champ électromagnétique rayonné ;
- La détermination des paramètres de transmission et réflexion (S_{ij}) ;
- La détermination des paramètres admittances et impédances (Y_{ij} ou Z_{ij}) ;
- La détermination de la densité du courant dans un conducteur (J_{vol} / J_{surf}) ;
- Etc.

Il faut mentionner aussi que ce choix est porté pour des raisons de disponibilité au laboratoire. Une brève présentation de ce simulateur est donnée dans le paragraphe suivant.

I.2 Le simulateur choisi : HFSS

Le simulateur HFSS (High Frequency Structure Simulator) comme son nom l'indique est un logiciel utilisé en électronique RF/HF pour l'étude du comportement électromagnétique des composants. Il permet d'effectuer le calcul des champs électromagnétiques en utilisant une méthode numérique appelée : Méthode des Eléments Finis (MEF ou FEM en anglais pour Finite

Element Method). Son principe d'étude consiste à dessiner dans un premier temps la structure étudiée en 2D ou 3D puis à effectuer le calcul de champ en résolvant les équations de Maxwell. Un bref rappel sur le principe de la méthode MEF qu'utilise HFSS est proposé dans le paragraphe suivant. Nous présentons sur la figure III.1 ci-après une photographie d'interface du simulateur HFSS.

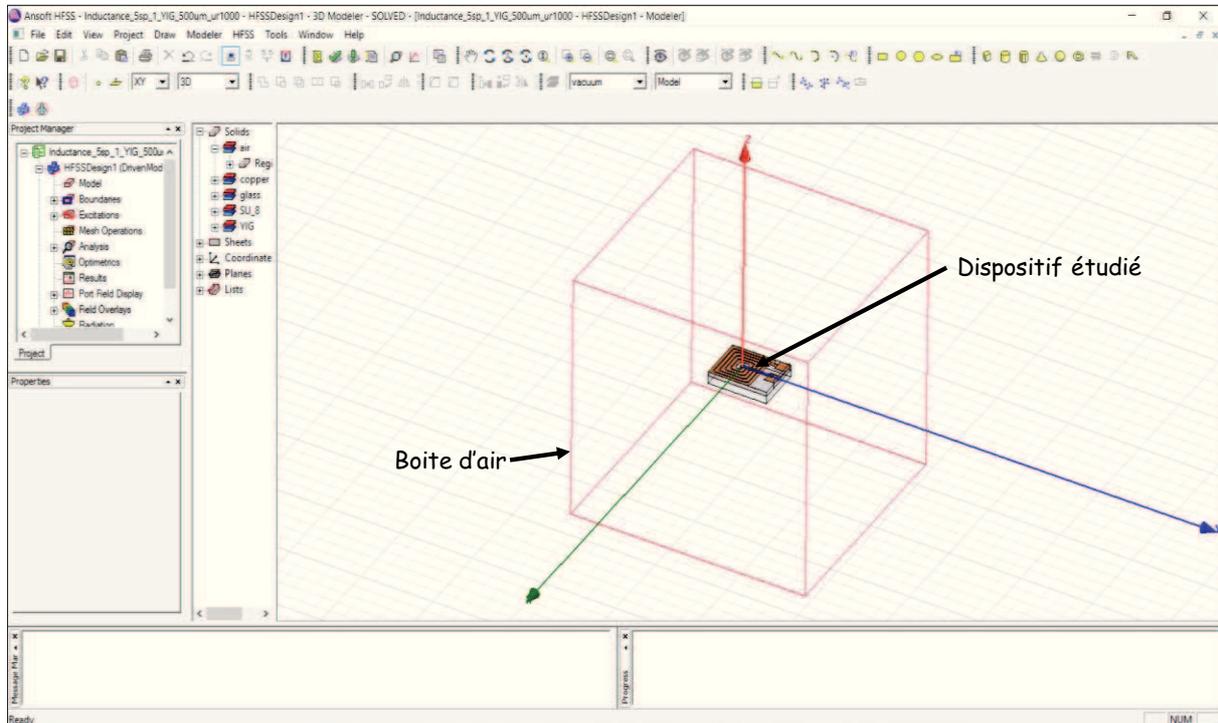


Figure III.1 : Interface du simulateur HFSS

I.2.1 La Méthode des Eléments Finis (MEF)

La méthode des éléments finis (MEF) est basée sur la résolution des équations différentielles des champs électromagnétiques dans le domaine spectral [6] [7] [8]. Il s'agit donc de résoudre un système linéaire d'équations, les champs étant les inconnus. La MEF permet d'obtenir des résultats très précis au détriment d'un temps de calcul long car il s'agit de discrétiser entièrement le volume ou la surface à analyser en petits éléments ou régions (cf. figure III.2). Les petites régions décomposées sont appelées des mailles. Une maille peut être de forme géométrique triangulaire pour les structures en 2D ou de forme tétraédrique pour les structures en 3D. La MEF est utilisée par de très nombreux logiciels de simulation tels que : CST MicroWave Studio [4], FEMLAB [9] ou encore le logiciel HFSS que nous utilisons dans le cas de notre étude.

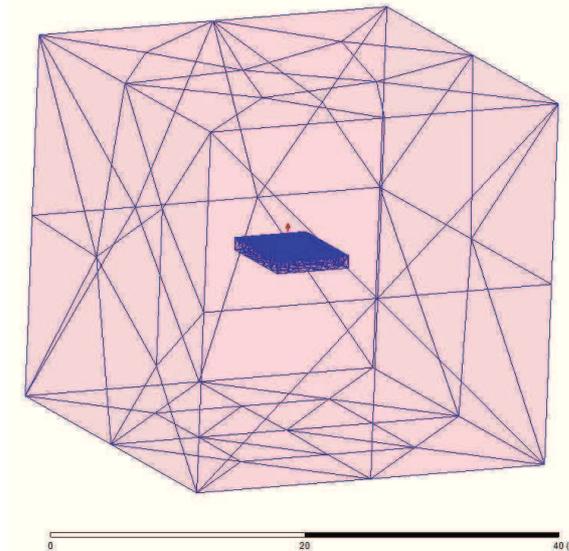


Figure III.2 : Exemple d'une structure maillée

I.2.2 Principe de calcul du simulateur HFSS

Le principe de calcul du simulateur HFSS consiste à exciter le composant à l'aide d'une source puis à calculer par exemple son champ électromagnétique rayonné en utilisant la méthode des éléments finis. Ainsi, l'espace étudié étant divisé en de très nombreux éléments ou région de petite dimension (maille), chaque élément possède plusieurs points nodaux formant un tétraèdre (structure 3D). Cependant, la valeur des champs retenus dans chaque élément est celle obtenue après une interpolation de tous les champs au centre de chaque région. Il est donc important de mailler le plus finement possible afin d'obtenir une bonne précision du résultat final. Pour réaliser un maillage, HFSS emploie la méthode du maillage adaptatif. Celle-ci consiste à réaliser à une seule fréquence définie par l'utilisateur un assemblage d'élément sur tout le domaine d'étude. Cette fréquence est généralement choisie au milieu de la bande spectrale étudiée. Dans notre cas, la fréquence d'étude étant fixe, nous avons configuré la fréquence de maillage adaptatif à 100MHz. Ensuite, HFSS densifie le maillage de façon itérative particulièrement dans l'endroit indiqué par l'utilisateur ou par défaut dans les zones de grandes erreurs ou complexes. Pour la densification d'un maillage ou son arrêt, le simulateur HFSS compare deux solutions consécutives issues des 2 derniers maillages. Si la différence vérifie un certain critère défini par l'utilisateur (nous décrivons un peu loin ce critère), alors le processus de maillage se termine. Sinon, le domaine est à nouveau maillé plus finement. Pour notre cas d'étude, nous avons demandé au simulateur de densifier le maillage sur la partie conductrice du composant ainsi que sur l'espace où le champ est rayonné afin d'avoir plus de précision sur le champ réel émis par le composant.

I.2.3 Résultats donnés par HFSS

A la fin d'une simulation, les résultats pour le calcul du champ EM rayonné par un composant sous HFSS peuvent être visualisés sous trois formes :

- Une cartographie du champ en 2D ou 3D ;
- Des vecteurs champ \vec{E}/\vec{H} ;
- Ou encore l'amplitude des composantes vectorielles \vec{E}/\vec{H} (x, y et z).

I.2.3.1 Cartographie du champ \vec{H} rayonné

La figure III.3 ci-après illustre une cartographie du module du champ \vec{H} rayonné par une inductance planaire intégrée que nous avons simulée sous le logiciel HFSS. La cartographie permet d'obtenir une image en forme de carte du champ rayonné par le composant sur un espace défini par l'utilisateur. Cette image peut être tracée directement sur le simulateur en 2D/3D ou récupérée en forme de données et traiter sous un autre logiciel comme Matlab. C'est le cas de notre étude. Nous avons développé un programme Matlab afin de tracer cette cartographie en 3D. Nous observons ici que le champ est concentré au centre de la structure.

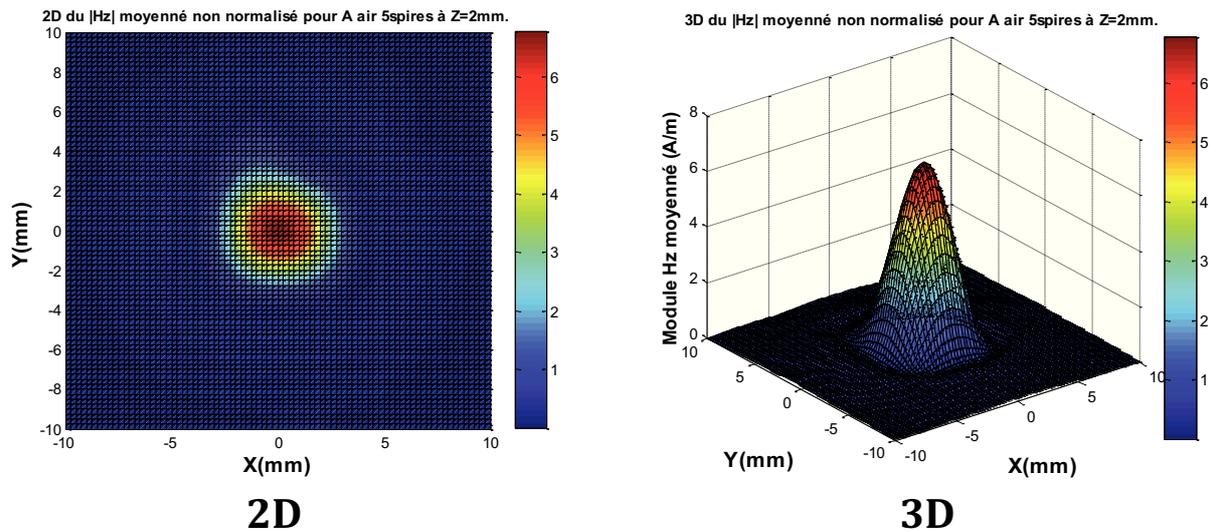


Figure III.3 : Exemple d'une cartographie en 2D et 3D donnée par HFSS

I.2.3.2 Vecteurs champ \vec{H} rayonnés

Les vecteurs champs \vec{H} rayonnés par la même structure sont présentés par la figure III.4 ci-après. Ceux-ci permettent de visualiser le champ magnétique rayonné par le composant sous forme de vecteurs et en tout point de l'espace étudié. Ils permettent d'indiquer le sens d'orientation des vecteurs champs rayonnés par le composant. On observe ici (figure III.4) que ces vecteurs champs sont perpendiculaires au composant au centre de la spirale puis deviennent de plus en plus parallèle au composant lorsqu'on s'éloigne du centre de la spirale. D'autre part

l'amplitude du champ \vec{H} est maximale au centre de la spirale et diminue en s'éloignant du centre.

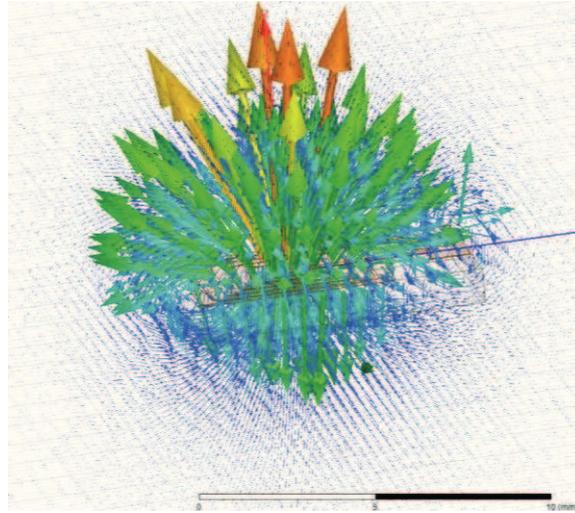


Figure III.4 : Exemple des vecteurs \vec{H} simulés sous HFSS.

1.2.3.3 Amplitude des composantes champ \vec{H}

Il est également possible de tracer l'amplitude des différentes composantes du champ \vec{H} rayonné par un composant suivant un axe donné. La figure III.5 ci-après présente un exemple des trois composantes H_x , H_y et H_z du champ magnétique rayonné par une inductance planaire à air mesurée à une distance en z de 2mm au-dessus de la spirale sur différentes positions en x (-10mm à +10mm) lorsque $y=0$ mm.

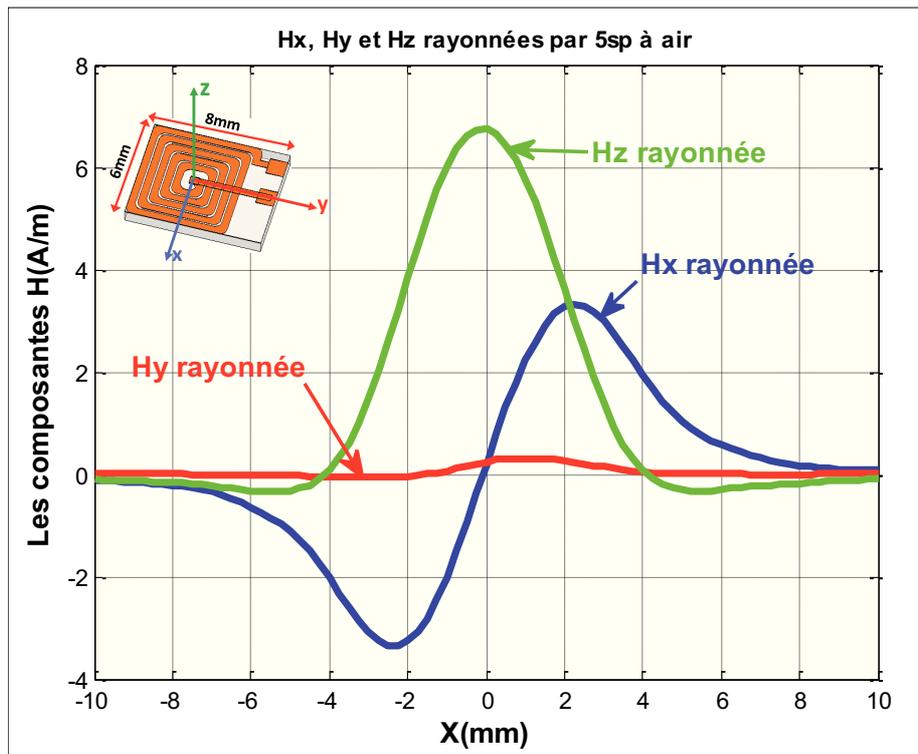


Figure III.5 : Exemple des amplitudes des composantes $H_{x,y,z}$ simulées

Nous pouvons remarquer ici que l'amplitude de la composante H_z est la plus élevée par rapport aux amplitudes des composantes H_x et H_y . L'objectif étant de quantifier l'amplitude du champ magnétique \vec{H} qui est supposé capable de nuire au fonctionnement des autres composants se trouvant à sa proximité, il est donc judicieux de se focaliser sur la composante H_z . Ainsi, pour le reste de nos simulations, nous avons retenu la composante H_z pour pouvoir la comparer avec les résultats de mesure.

Dans le paragraphe suivant, nous évoquons les principales étapes de simulation que nous avons utilisées pour effectuer notre étude sur les composants.

I.3 Les principales étapes de simulation.

Nous décrivons dans cette partie les différentes étapes à suivre pour simuler le rayonnement électromagnétique d'un composant intégré. Ces étapes peuvent être citées dans l'ordre chronologique suivant :

- Dessiner la structure en 3D ;
- Attribuer un matériau aux différents objets formant le composant. Cette étape consiste à assigner à chaque objet un matériau avec ses caractéristiques correspondant à sa fonction dans le composant. Exemple : Cuivre pour la partie conductrice du composant (spirale), attribuer une valeur pour la conductivité, pour le matériau magnétique, attribuer une valeur de la perméabilité et de la permittivité, etc.
- Définir des frontières et conditions aux limites. Elle consiste à délimiter l'espace étudiée à l'aide d'une boîte d'air et définir des conditions de frontières à ses bords. La précision des résultats obtenus à la fin d'une simulation dépend de cette étape. Une longue étude sur les paramètres des conditions aux limites a été conduite afin de choisir les dimensions optimales de la boîte d'air et le type de frontière. L'étude détaillée est proposée dans l'annexe A de ce document.
- Définir une source d'excitation au composant. Cette étape consiste à choisir un mode d'excitation adapté aux conditions d'étude du composant et ensuite à définir la puissance d'alimentation du composant.
- Définir les paramètres de simulation tels que la fréquence de simulation, un critère de convergence (Delta S_{\max}) un nombre maximal d'itération, etc.
- Simuler. Les durées de simulation dépendent de la structure et des paramétrages de simulation (*qui permettent d'obtenir de bons résultats*). Exemple : la durée de la simulation d'une structure sans matériau magnétique est d'environ 4 heures par

échantillon tandis que pour les structures avec matériau magnétique, la durée peut aller jusqu'à environ 10 heures.

- Traitement des résultats : Dans notre cas, un programme Matlab a été établi pour traiter les résultats fournis par HFSS et les comparer avec ceux de la mesure.

La figure III.6 ci-après illustre ces 6 étapes principales de simulation par ordre chronologique.

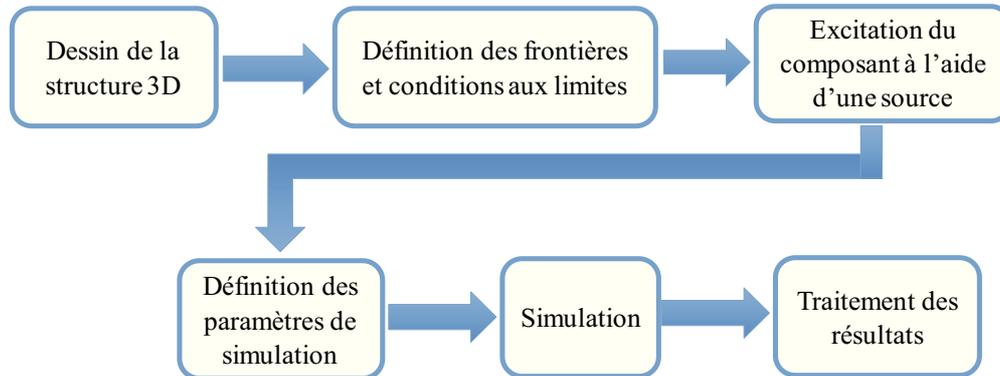


Figure III.6 : Principales étapes de simulation HFSS.

I.3.1 Les principaux paramètres de simulation

Ces paramètres influent sur la précision des résultats et le temps de simulation. La configuration de ces paramètres dépend d'une structure à l'autre. Une étude de l'influence de ces paramètres a été réalisée dans le but de déboucher sur une configuration optimale adaptée à notre structure. Nous résumons ci-dessous les résultats de l'annexe A. Les paramètres les plus influant pour notre cas sont :

- **Les dimensions de la boîte d'air** : la boîte d'air est une boîte dont les propriétés sont celles de l'air ou du vide. Elle est dessinée et définie dans les simulations pour limiter l'espace de calcul. Lorsque les dimensions sont suffisamment grandes, les résultats sont précis et indépendants des dimensions de la boîte d'air, mais le temps de calcul est conséquent. Toutefois, nous avons retenu pour nos cas de simulation, une dimension optimale qui est 10 fois plus grande de chaque côté que les dimensions du composant à étudier. Cette dimension est de 30mmx30mmx30mm.
- **La taille de la maille** : La taille des mailles influe également sur la précision des résultats. Pour notre cas d'étude, nous avons tenu compte des effets haute fréquence sur la partie conductrice du composant pour définir une taille des mailles. Un maillage très fin est aussi demandé sur les zones complexes et sur la surface du composant afin de prendre en compte tous les champs rayonnés par ce composant. Le nombre de mailles

total que l'on peut avoir sur une telle structure peut être de l'ordre de 100 à 150 mille tétraèdres.

- **Les frontières et conditions aux limites** : Nous avons étudié deux types de « frontières » : une appelée Perfect E qui utilise un conducteur parfait et l'autre Radiation qui considère la structure comme une paroi rayonnante dans l'espace. L'étude d'influence de ces paramètres présentée dans l'annexe A, nous a permis de choisir la condition aux frontières « Radiation ».

I.3.2 Conditions de simulation.

Lorsque la simulation est terminée, une seule condition reste à vérifier. Il s'agit de la bonne convergence du paramètre « Delta S_{max} ». Cette condition permet de juger de la stabilité des calculs effectués par le simulateur. Comme la discrétisation de l'espace étudiée est effectuée de façon itérative, HFSS compare la différence des paramètres S_{ij} calculés entre 2 itérations (*Pass*) successives à un paramètre défini par l'utilisateur. Si la différence entre les solutions de deux itérations est supérieure à Delta S_{max} , il faut continuer les itérations, sinon, la solution est dite stable et le calcul s'arrête (*converge*). Le paramètre Delta S_{max} doit être défini à une valeur la plus petite possible afin d'avoir une solution précise et réelle. En conséquence, plus le critère de convergence (*Delta S_{max}*) est faible, plus le temps de calcul sera long, plus la mémoire nécessaire de la machine sera importante, mais plus la solution sera précise et représentative. Pour notre cas, nous avons imposé cette valeur du paramètre Delta S_{max} à 10^{-4} . Nous avons aussi imposé une validation de cette valeur jusqu'à trois fois successives. La figure III.7 présente à titre d'exemple une courbe de convergence obtenue lors d'une simulation. Nous pouvons remarquer ici une très faible variation de cette courbe lorsque la cible (valeur du paramètre Delta S_{max} imposée par l'utilisateur) est atteinte.

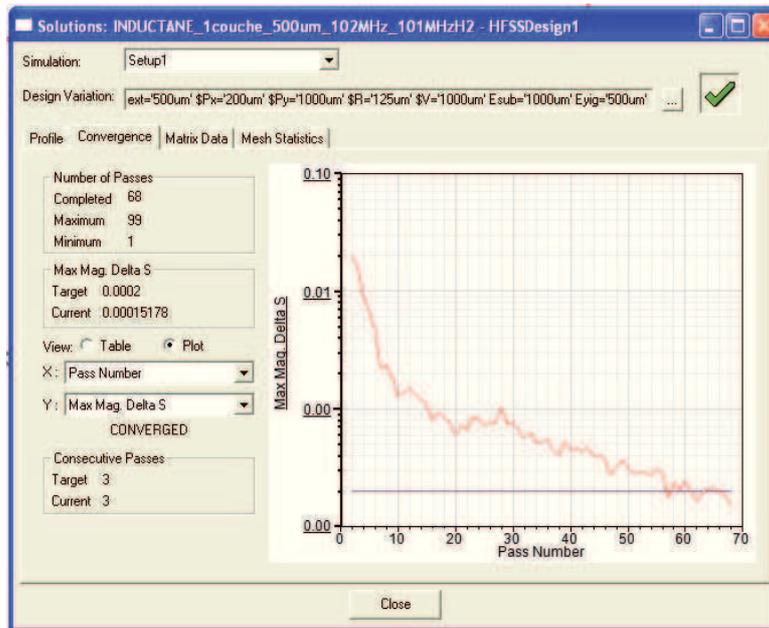


Figure III.7 : Exemple d'une courbe de « convergence ».

II. PRESENTATION DES STRUCTURES ETUDIEES.

Dans ce paragraphe, nous présentons les structures que nous avons étudiées.

Les trois structures étudiées sont des inductances planaires intégrées, constituées d'un empilement de plusieurs couches minces comme le montre la figure III.8 ci-après : inductance à air (c'est-à-dire sans matériau magnétique) et inductances possédant une ou deux couches de matériau magnétique. Ces trois structures ont la même dimension géométrique (surface : 6mm*8mm pour un nombre de spires égal à 5. Le matériau magnétique utilisé pour toutes les structures possédant un noyau magnétique est l'Yttrium Iron Grenat (YIG) qui est une ferrite dont les propriétés sont :

- Permittivité relative constante : $\epsilon_r = 15$;
- Perméabilité relative constante : $\mu_r = 45$. En simulation, on considère que la perméabilité relative du matériau magnétique utilisé est constante jusqu'à la fréquence de travail (100MHz).

Le choix du YIG comme noyau magnétique pour nos composants se justifie par sa capacité à garder ses propriétés magnétiques dans le domaine des radiofréquences (jusqu'à environ 200MHz). Ce choix peut se justifier aussi par l'expérience acquise par le laboratoire LabHC dans les méthodes d'étude et d'élaboration des composants passifs planaires.

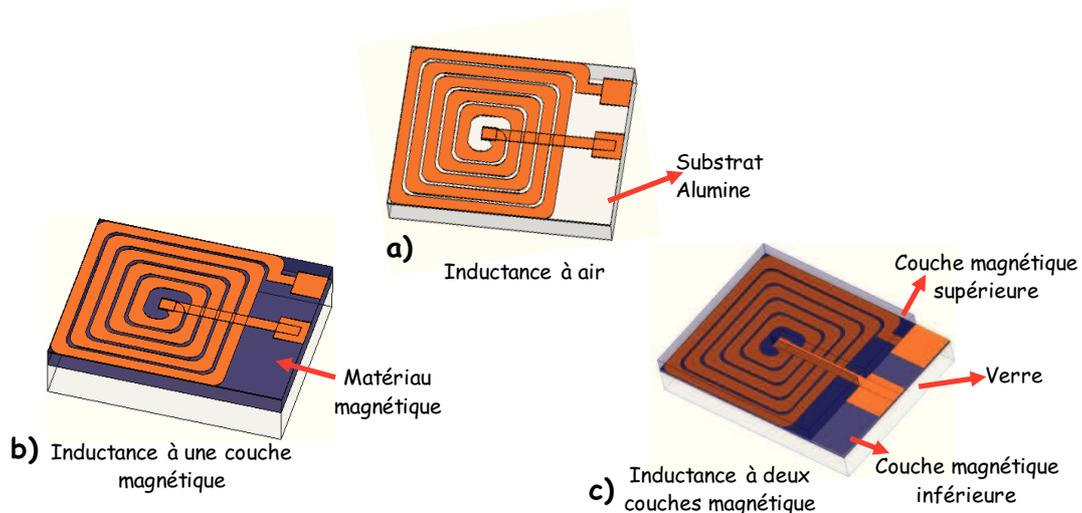


Figure III.8 : Structures étudiées

II.1 Structure à air

C'est la structure qui ne possède pas de noyau magnétique. Elle est constituée d'un support mécanique de caractéristique diélectrique appelé substrat sur lequel une couche conductrice de cuivre en forme de spirale est réalisée. Pour les structures à air, le substrat est l'Alumine (Al_2O_3). La figure III.9 présente et décrit une image de l'inductance à air simulée.

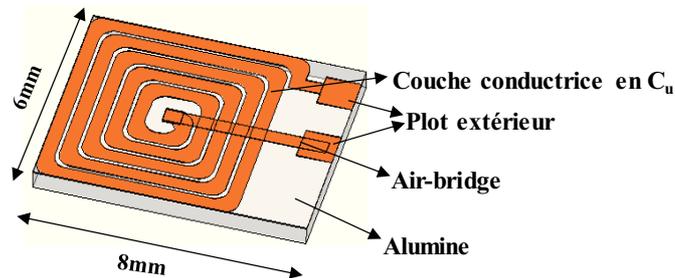


Figure III.9 : Inductance à air étudiée.

II.2 Structure avec une couche de matériau magnétique

Dans cette structure, la couche conductrice de cuivre est réalisée sur une couche de matériau magnétique (YIG) d'épaisseur variable. Dans notre cas, nous avons fait varier l'épaisseur de la couche de matériau magnétique de $100\mu m$ à $1000\mu m$. L'objectif de cette variation de l'épaisseur du YIG est d'étudier son influence sur l'amplitude du champ magnétique rayonné par le composant. Une photographie de l'inductance à une couche de matériau magnétique est présentée sur la figure III.10 ci-après.

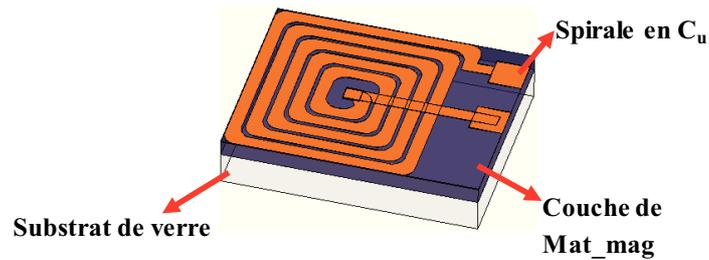


Figure III.10 : Inductance à une couche de matériau magnétique (YIG).

II.3 Structure à deux couches de matériau magnétique

C'est une structure qui correspond à un circuit magnétique fermé. Elle est constituée d'une première couche de matériau magnétique en dessous du bobinage et d'une seconde couche toujours de matériau magnétique qui est rapportée au-dessus de la spirale. Pour cette structure, nous avons fait varier en même temps l'épaisseur de la couche inférieure et l'épaisseur de la couche supérieure du matériau magnétique puis la perméabilité relative de la couche magnétique supérieure seule. Ces variations sont réalisées dans le but d'étudier leur influence sur la canalisation des lignes de champ et le blindage du composant.

La figure III.11 présente une photographie de la structure à deux couches de YIG où la seconde couche du matériau magnétique (couche supérieure de YIG) est rapportée sur la spirale.

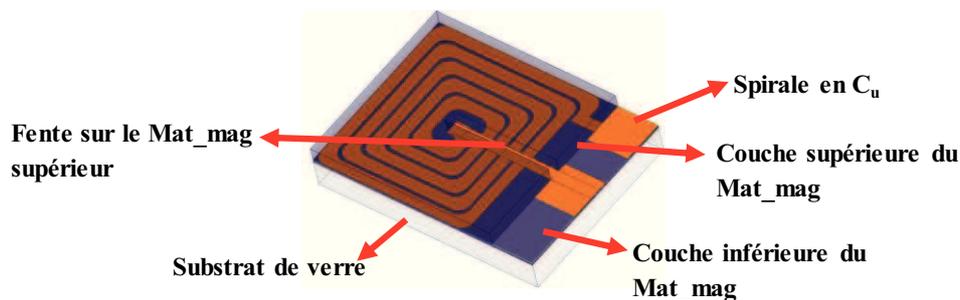


Figure III.11 : Inductance à deux couches de matériau magnétique (YIG).

III. PRINCIPES D'ETUDE ET PROBLEMES RENCONTRES

Dans cette partie, nous nous intéressons aux démarches appliquées en simulation pour l'étude des perturbations électromagnétiques rayonnées par les composants étudiés. La problématique de cette thèse étant d'exciter l'inductance étudiée à l'aide d'une source « quelconque » et de quantifier en premier lieu son champ magnétique rayonné. Nous présentons dans un premier temps, le principe d'étude appliqué puis le mode d'excitation du

composant. Ensuite, nous allons évoquer le problème rencontré au cours de cette étude ainsi que les solutions apportées.

III.1 Méthode d'étude et calcul du champ rayonné

Pour alimenter le composant étudié, HFSS possède plusieurs sources d'excitation qui peuvent être définies directement sur un objet ou une surface. Pour notre cas d'étude, nous souhaitons nous conformer aux conditions de mesures expérimentales qui utilisent un Analyseur Vectoriel de Réseau (VNA) qui alimente le composant étudié à l'aide de l'un de ses ports. Le VNA ne permet pas de contrôler le courant, ni la tension au niveau de son port mais uniquement la puissance injectée. Ainsi, pour pouvoir effectuer une bonne comparaison entre résultats de simulation et mesure, nous avons excité les inductances par une source de puissance P connue à une fréquence de 100MHz.

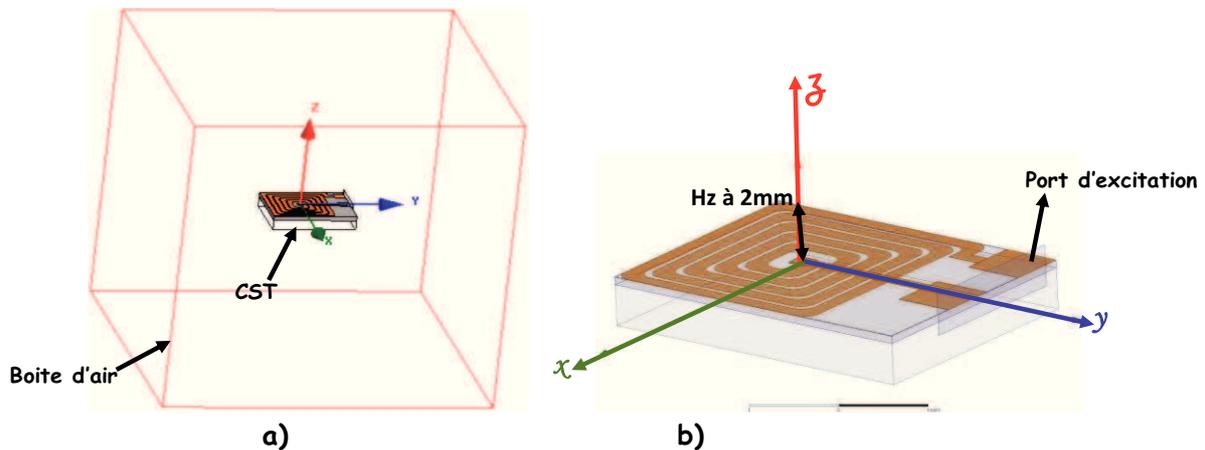


Figure III.12 : Principe d'étude

Le champ rayonné par toutes les structures est étudié à une distance de 2mm au-dessus du composant suivant l'axe z (axe perpendiculaire à la surface du composant). Le choix de cette hauteur de 2mm pour l'étude du champ se justifie par notre objectif fixé qui est l'étude du rayonnement en champ proche du composant. On s'intéresse ici au rayonnement en champ proche car les composants victimes du rayonnement se situent principalement à des distances très faibles de la source ; distances inférieures bien souvent à quelques millimètres. D'autres part, pour confronter mesure et simulation, il conviendra de comparer le champ rayonné à des distances identiques. En se plaçant à de trop grandes distances (supérieure à 10mm par exemple), on s'éloigne des objectifs fixés. De plus l'amplitude du champ rayonné devenant très faible, le rapport signal-bruit ne serait plus acceptable. La figure III.13 ci-après présente le champ Hz étudié sur différentes hauteurs pour une inductance à air.

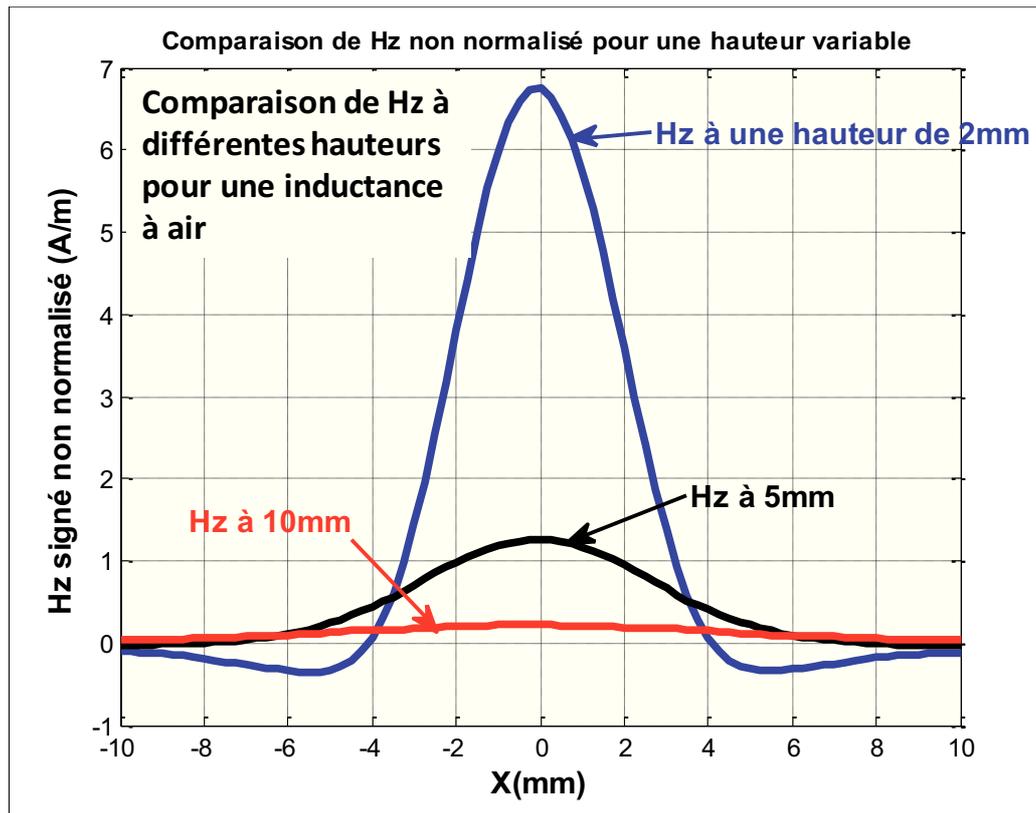


Figure III.13 : Champ Hz rayonné par une inductance à air en fonction de la distance (simulation HFSS).

Pour l'affectation d'une source d'excitation, le simulateur HFSS dispose de plusieurs modes. Le mode d'excitation utilisé pour notre cas d'étude est décrit dans le paragraphe suivant.

III.2 Mode d'excitation

La définition d'un mode d'excitation sous HFSS consiste à affecter une source d'alimentation à la structure étudiée. Le choix de la source et du mode d'excitation est essentiel car le champ que va rayonner le composant et sa connexion pour former un dipôle, en dépend. Le mode d'excitation utilisé pour notre cas d'étude est le « UN PORT » ou appelée autrement « Lumped-Port ». C'est un mode utilisé spécifiquement pour les dipôles placés à l'intérieur d'une boîte d'air. Le principe de ce mode consiste à connecter la spirale entre le port d'excitation et la masse comme le montre la figure III.14 ci-après. Puis à envoyer un signal sinusoïdal dont la puissance est définie par l'utilisateur. Pour notre cas, le signal est une onde EM d'une puissance de 7,54dBm à la fréquence de 100MHz adapté au signal utilisé en mesure expérimentale. Un schéma équivalent à ce mode est présenté sur la même figure.

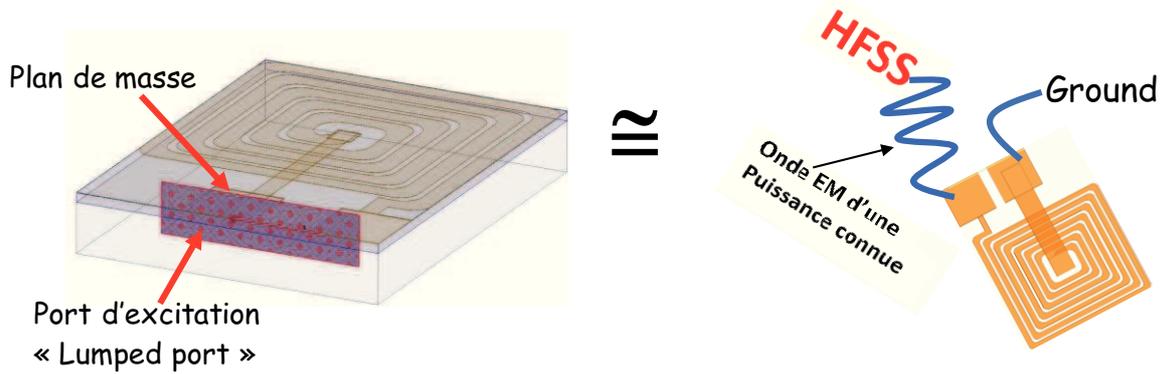


Figure III.14 : Mode d'excitation du composant

III.3 Problème rencontré : normalisation du champ rayonné

Dans ce paragraphe, nous décrivons le problème rencontré et la solution apportée lorsqu'on étudie le champ magnétique rayonné par des inductances intégrées dont la source d'excitation est contrôlée en puissance. Dans notre cas, toutes les inductances étudiées sont alimentées par une même source de puissance (P) donc le courant sera différent pour chacune des inductances. Sachant que le champ magnétique ne dépend que du courant, cette excitation (*avec une même puissance de la source excitatrice*) ne permet pas de comparer les résultats de différentes structures présentant des impédances différentes dues par exemple à différentes épaisseurs de matériau magnétique. A titre d'exemple, la figure III.15 ci-après présente une comparaison erronée du champ magnétique rayonné par une inductance à air et des inductances à une couche de matériau magnétique de différentes épaisseurs. Une très faible évolution de l'amplitude du champ \vec{H} rayonné est observée lorsque l'épaisseur de la couche magnétique varie de $0\mu\text{m}$ à $1000\mu\text{m}$. Des comparaisons doivent être réalisées pour des courants identiques et non pas pour des puissances identiques. Dans ces conditions, il est indispensable de normaliser le champ rayonné par ces structures au même courant. Le simulateur utilisé pour notre cas d'étude (HFSS) ne permet pas de déterminer le courant circulant dans un conducteur de façon direct mais donne la densité volumique (J_{vol}) du courant en fonction des axes (x , y et z) dans un conducteur. Le passage de la densité du courant $J_{x,y,z}$ au courant I n'est pas évident dans le cas de ces structures. Une méthode pour le calcul du courant I circulant dans les conducteurs à partir de la densité du courant ($J_{x,y,z}$) fournie par HFSS a été développée. Le paragraphe IV ci-après décrit cette méthode. Le calcul du champ \vec{H} normalisé est effectué par l'expression (III.1) ci-après :

$$H_{normalisé} = \frac{H_{déterminé}}{I_{calculé}} * 1A \quad III.1$$

Ce champ normalisé, correspond ainsi à celui que l'on obtiendrait avec un courant de 1A.

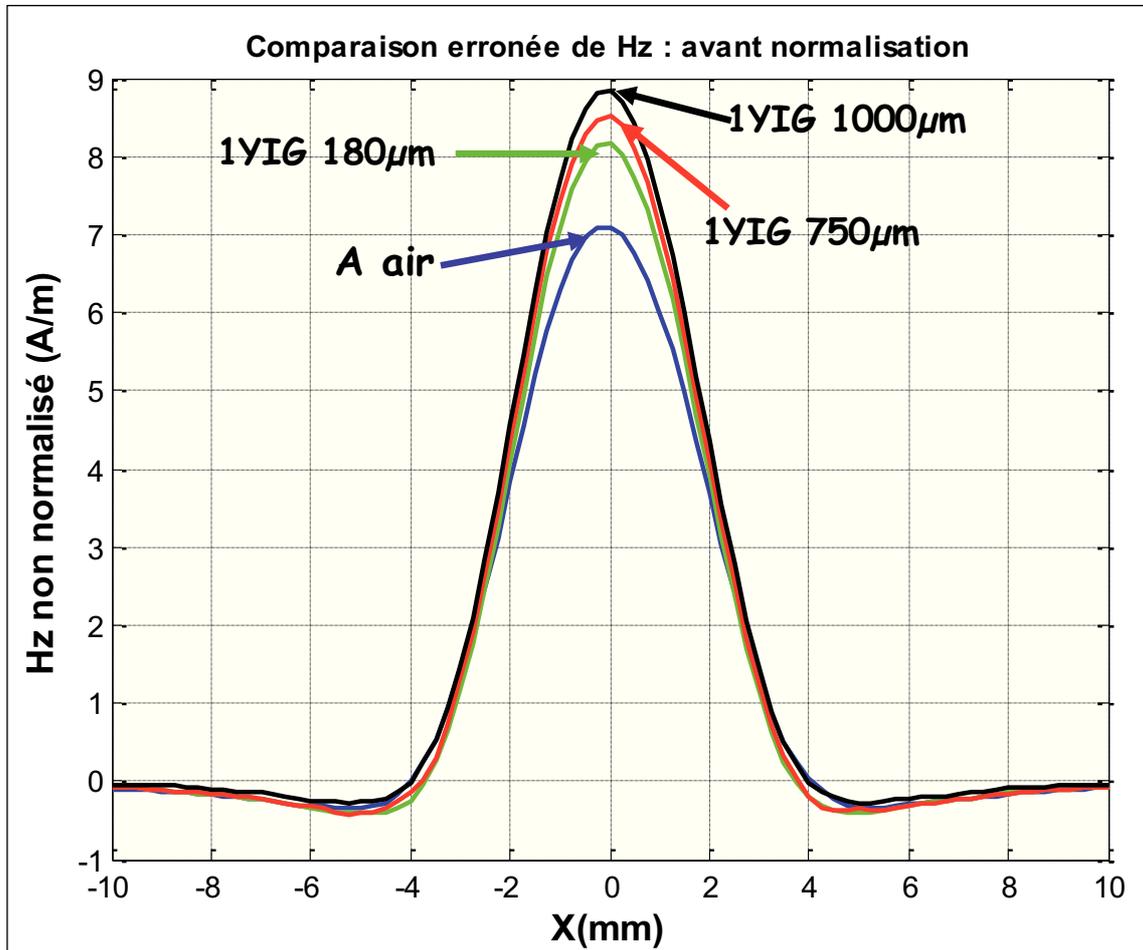


Figure III.15 : Comparaison erronée du champ H_z rayonné par une inductance sans et avec une couche magnétique de différentes épaisseurs.

IV. Détermination du courant dans une spire

Le courant circulant à l'intérieur de la spirale est déterminé à partir de la densité du courant ($J_{x,y,z}$) fournit par HFSS. Le principe de la méthode peut se résumer en 3 étapes :

- Définition d'un plan de coupe sur le conducteur (Figure III.17 ci-après) ;
- Détermination de la densité volumique du courant circulant dans le sens du conducteur ;
- Calcul de l'intensité du courant dans chaque conducteur à l'aide d'expression mathématique (III.2) ci-après :

$$I = \iint_s J_y * ds \quad (III.2)$$

avec $ds = dx.de$ alors $I = \iint J_y(e,x).dx.de$

L'épaisseur de la couche conductrice était très faible $5\mu\text{m}$, la densité du courant suivant l'axe z de l'épaisseur du conducteur est uniforme. La figure III.16 présente les valeurs des intensités du courant calculées sur différentes hauteurs du conducteur. Nous pouvons ainsi simplifier l'équation III.2 par l'équation III.3 pour faciliter les calculs.

$$I = e. \int_{x=0}^{x=l} J_y(x).dx \quad (III.3)$$

Avec J_y : densité du courant suivant l'axe y ;
 e : épaisseur du conducteur ;
 x : la largeur du conducteur que nous notons l par la suite.

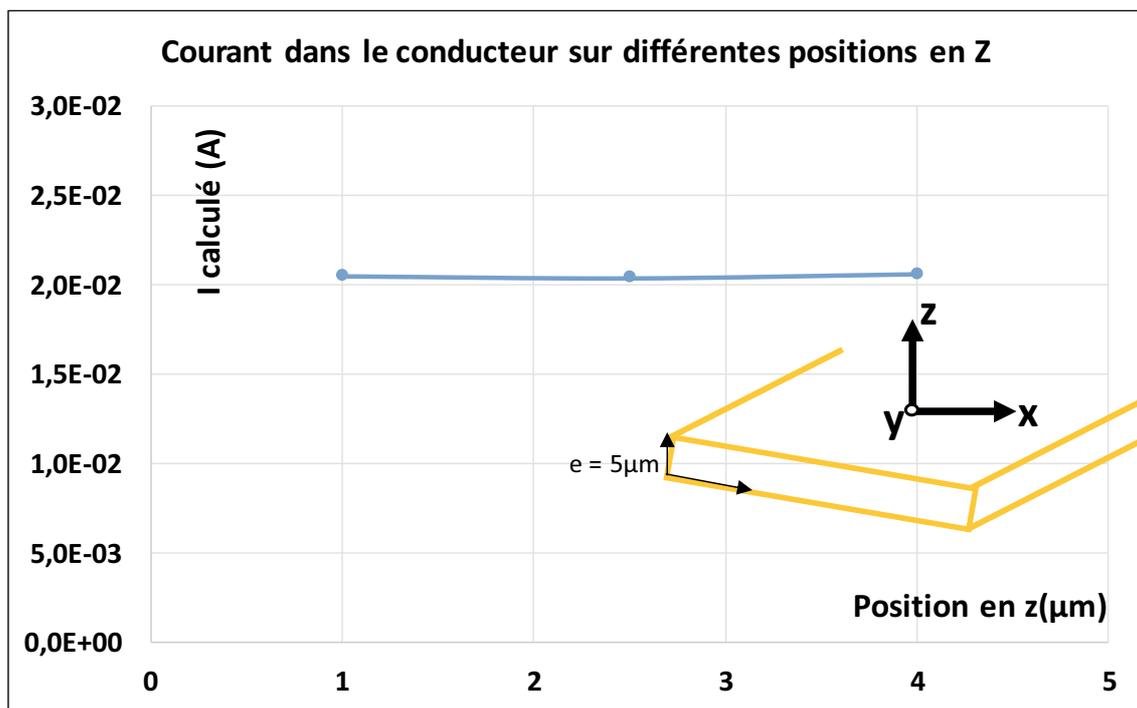


Figure III.16 : Courant dans un conducteur en fonction de l'épaisseur

La densité volumique du courant fournie par HFSS est sous forme complexe (*partie réelle et partie imaginaire*). Vu la fréquence de simulation, nous avons constaté qu'il n'y a pas de phénomènes de propagation et que le courant circule au même moment suivant les 3 axes x , y et z et dans les deux sens (*positif et négatif*). C'est la densité suivant le sens du conducteur qui est retenue pour notre calcul parce qu'elle correspond au sens du courant conducteur. Les

courants circulant suivant les autres directions correspondent à des courants dus aux effets hautes fréquences (*effets de peau et de proximité*). La Figure III.17 ci-après illustre un plan de coupe du conducteur pour la détermination de la densité du courant.

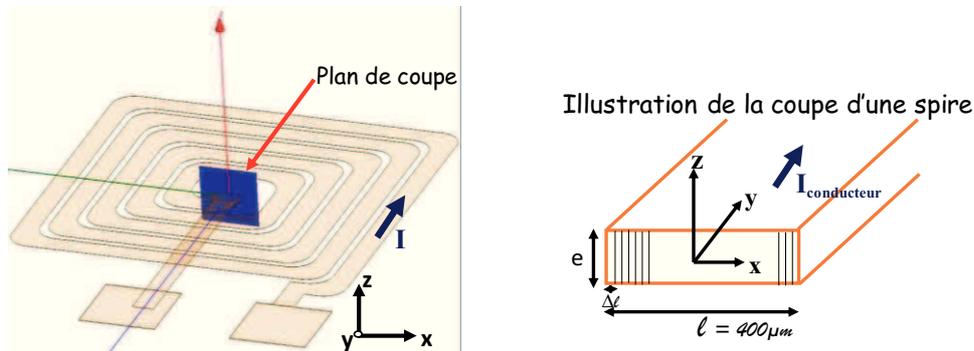


Figure III.17 : Plan de coupe du conducteur

La figure III.18 illustre la répartition de la densité du courant dans un conducteur à haute fréquence. On observe une très grande non uniformité, le courant circulant au bord de la spire plutôt qu'au centre à cause des effets de peau et de proximité.

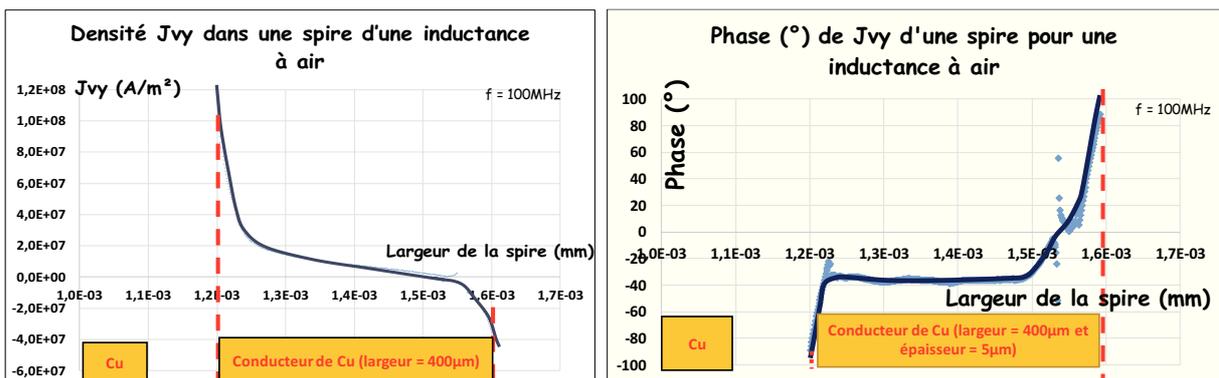


Figure III.18 : Densité du courant dans une spire

La densité du courant fournie par HFSS étant sous forme complexe, le courant est calculé à partir de l'expression (3) en découpant la largeur en n « tranches » comme illustre la figure III.17.

$$I = e * \sqrt{A^2 + B^2} \quad (III.3)$$

$$A = \Re \frac{I}{e} = \sum_{i=0}^{i=n-1} \frac{\Re J_{(i)} + \Re J_{(i+1)}}{2} * \Delta l \quad (III.4)$$

$$B = \Im \frac{I}{e} = \sum_{i=0}^{i=n-1} \frac{\Im J_{(i)} + \Im J_{(i+1)}}{2} * \Delta l \quad (III.5)$$

Avec e : épaisseur du conducteur
 $\Delta l = l/n$: largeur de chaque « tranche » ;
 n : nombre de découpage ;

$\Re I(i)$: Partie réelle de la densité de courant dans une « tranche » ;

$\Im I(i)$: Partie imaginaire de la densité de courant dans une « tranche »..

La Figure III.19 ci-après présente le courant calculé pour chaque spire constituant l'inductance.

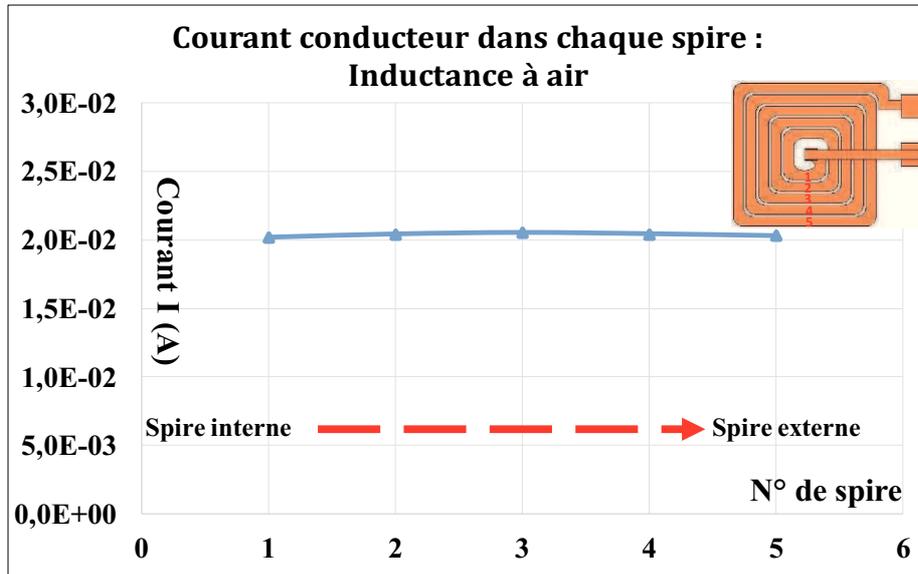


Figure III.19 : Courant dans chaque spire.

Nous pouvons remarquer sur la Figure III.19 que la courbe du courant calculé par cette méthode dans chaque spire est quasi-constant. Ceci permet de conclure que la valeur du courant est identique dans toutes les spires et qu'il n'y a pas de phénomènes de propagation.

La valeur du courant circulant dans les inductances possédant une et deux couches de matériau magnétique est aussi calculée de cette manière. Nous constatons (figure III.20.a) qu'en présence d'un matériau magnétique, la valeur du courant diminue, diminution due au changement d'impédance de ces structures. Pour les structures à deux couches de matériau magnétique, nous remarquons que la valeur du courant est presque divisée par 7 par rapport à celle d'une inductance à air. Ceci traduit la forte augmentation de la valeur de l'inductance L (cf. figure III.20b) et ainsi le changement d'impédance du composant.

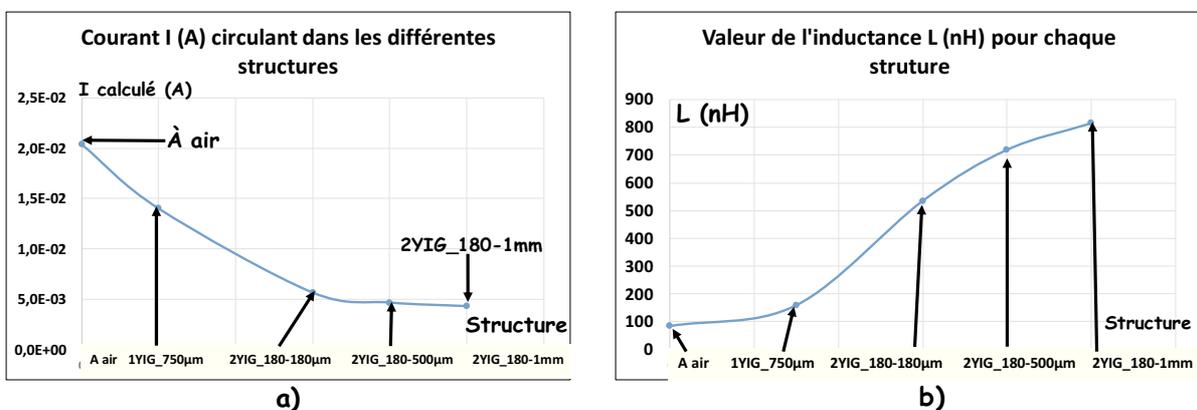


Figure III.20 : Valeur du courant pour différentes inductances.

V. APPROCHE EXPERIMENTALE

Pour valider les résultats de simulation, une mesure expérimentale sur des composants réels est nécessaire. Ainsi, nous avons été conduits à développer un banc de mesure qui permet de caractériser de façon directe grâce à une sonde, les émissions électromagnétiques rayonnées en champ proche par le composant.

L'objectif de cette partie est de présenter et de décrire le banc de mesure ainsi que le protocole mis en place pour la caractérisation de nos structures. Ensuite, nous présenterons la sonde de mesure ainsi que la méthode utilisée pour le calibrage de la sonde. Enfin, nous proposerons la méthode de normalisation au même courant du champ rayonné par les structures à différentes épaisseurs de couche magnétique.

V.1 Mesure de champ proche

Comme précisé dans le chapitre II précédent, il existe plusieurs moyens et méthodes pour la mesure d'une émission électromagnétique en champ proche. La plupart de ces méthodes sont normalisées. Les méthodes souvent utilisées pour la mesure de l'émission champ proche d'un dispositif de petites dimensions tel qu'un composant intégré ou un circuit intégré sont : la méthode TEM-cell/GTEM [10] [11], la méthode Stripline [12] ou encore la méthode Scan champ proche [13]. Ces méthodes possèdent des avantages et des inconvénients.

Pour notre cas, nous avons choisi la méthode Scan champ proche qui permet de mesurer séparément les champs H et E grâce à des sondes différentes. La méthode Scan champ proche permet aussi de mesurer les différentes composantes cartésiennes des champs magnétique et électrique rayonnées par le composant. En plus, elle permet de localiser le composant le plus rayonnant dans un circuit en traçant une cartographie de l'espace étudiée.

Un banc de mesure Scan champ proche a été développé pour notre cas d'étude dans le but de mesurer uniquement le champ magnétique rayonné par le composant. La description de ce banc est proposée dans le paragraphe V.3 suivant.

V.2 Principe de mesure retenue

Le principe de mesure retenu consiste à alimenter le composant sous test à l'aide d'un signal sinusoïdal de puissance connue. Le composant étant alimenté, il rayonne en champ proche un champ magnétique dont les composantes cartésiennes H_x , H_y et H_z sont mesurables au moyen de la sonde magnétique. La mesure d'une composante H_x ou H_z par exemple est effectuée en positionnant la sonde perpendiculairement à l'axe recherchée. La sonde ou le

composant sous test est ensuite déplacé sur toute la surface du composant afin de relever la cartographie du champ rayonné par le composant. Une illustration du principe de mesure que nous avons utilisé est proposée sur la figure III. 21.

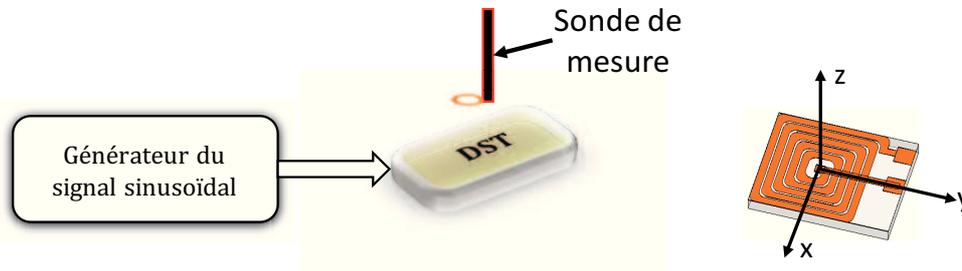


Figure III.21 : Principe de caractérisation du CST.

La mise en œuvre de ce principe, nécessite :

- Un banc de déplacement X/Y/Z ;
- Un analyseur vectoriel de réseau (VNA) ;
- Une sonde de mesure.

V.3 Le banc de mesure développé

Le banc de mesure développé permet de caractériser les émissions électromagnétiques rayonnées à une distance quelconque au-dessus du dispositif à étudier. Le banc est constitué d'une sonde fixée sur un bras mécanique qui assure son positionnement de façon précise sur l'axe z au-dessus du CST. L'intensité du champ « capté » par la sonde est récupérée par un analyseur vectoriel de réseau pour permettre son exploitation. L'analyseur de réseau alimente également le CST. Il s'agit d'un analyseur vectoriel de référence Agilent N9923A Field Fox RF. L'analyseur permet d'effectuer des mesures sur la bande de fréquence allant de 2MHz à 4GHz avec une résolution de 1Hz. Contrairement aux autres bancs rencontrés dans la littérature [14] [15] [16] où le CST est fixe et c'est la sonde qui vient balayer la surface du CST, pour notre cas, c'est le contraire. La sonde est fixée sur le bras mécanique et c'est le CST qui se déplace suivant 2 directions (x, y) sous la sonde. Le déplacement du CST est assuré par un banc de déplacement commercial (figure III.22) construit par PRIOR Scientific [17]. L'étendue de déplacement de ce banc sur les 3 axes est de : 177mm (x), 155mm (y) et 143mm (z) avec une résolution mécanique de 20nm. Le déplacement du banc suivant une direction peut s'effectuer de façon automatique à l'aide d'un ordinateur ou manuellement en utilisant un Joystick. Un schéma fonctionnel du banc de mesure développé est présenté sur la figure III.22.

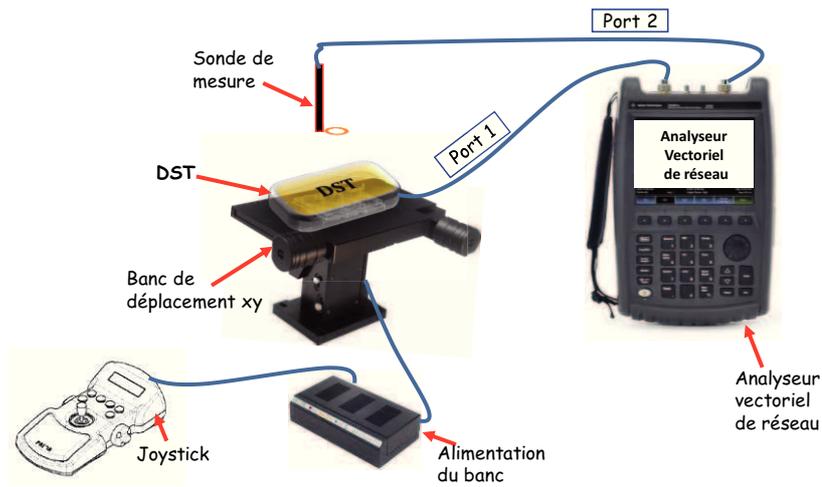
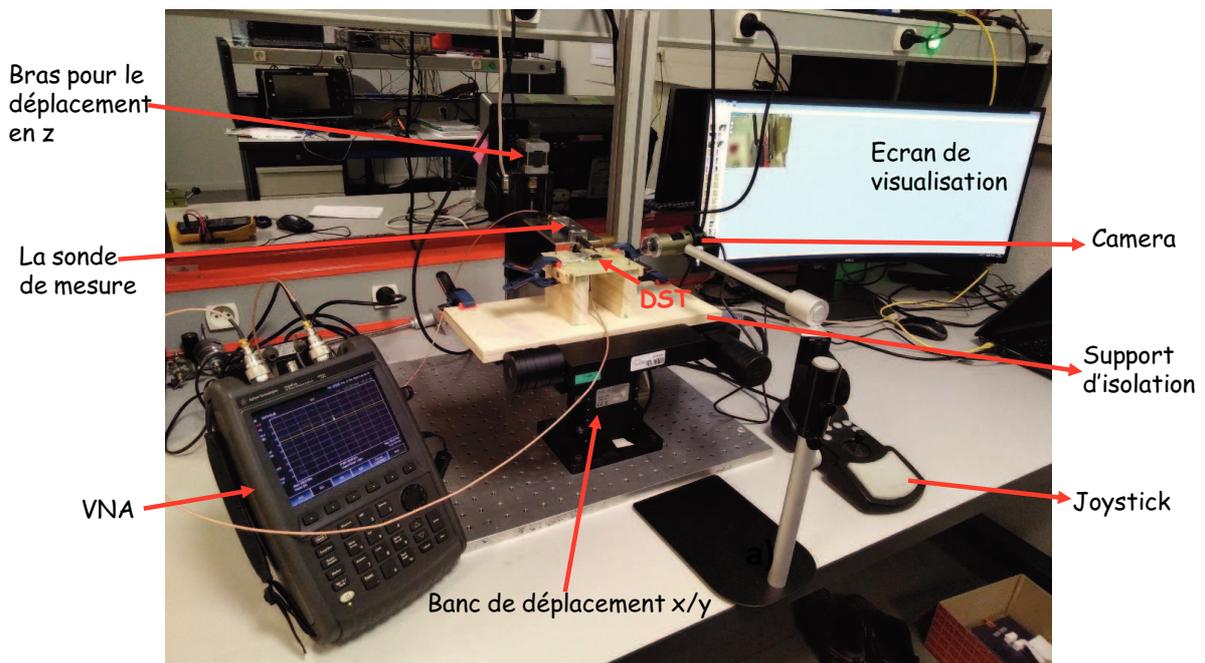


Figure III.22 : Schéma fonctionnel du banc.

Afin d'éviter la réflexion de champ qui peut provenir des autres dispositifs constituant le banc et dans l'objectif de faciliter l'alimentation du composant, un support en bois est réalisé sur lequel le composant est placé. Le positionnement de la sonde de mesure au-dessus du DST est contrôlé à l'aide d'une caméra qui permet de vérifier avec précision la position de la sonde. La figure III.23 ci-après propose une photographie du banc de mesure développé pour notre étude.



a)

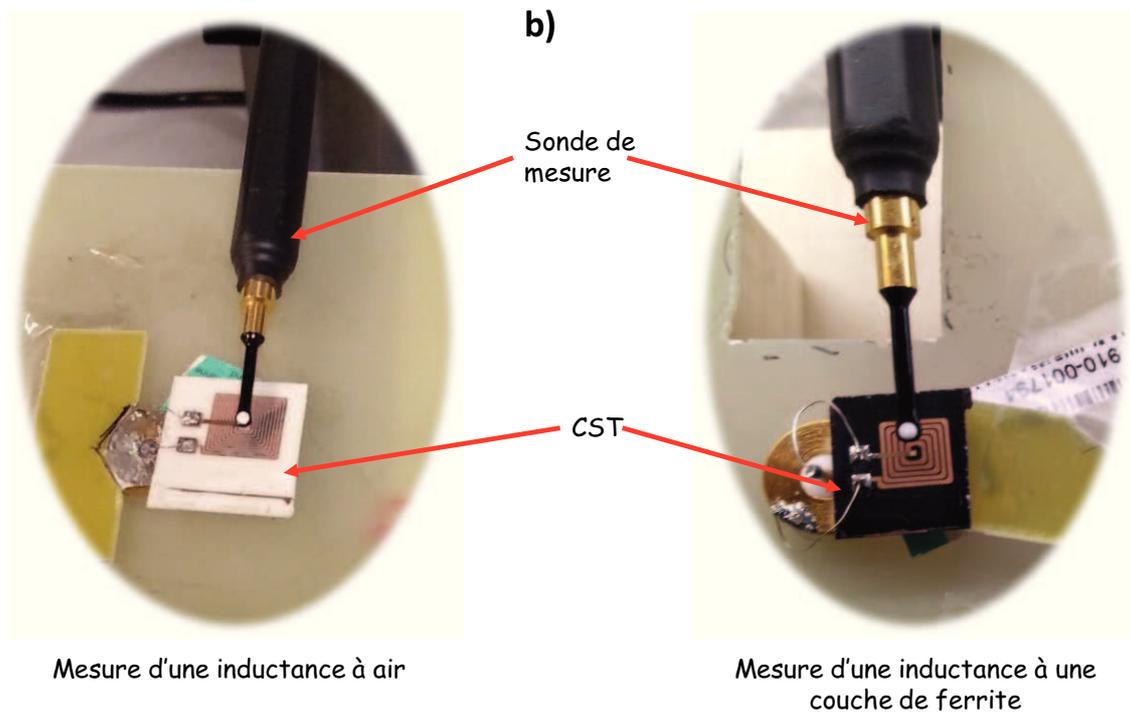


Figure III.23 : Photographie : a) banc de mesure, b) Sonde et CST

V.1 Mode d'alimentation du composant

La sortie du VNA est un câble coaxial dont la terminaison est un connecteur SMA mâle. Pour rendre possible l'alimentation du composant par le VNA, nous avons adapté le composant en le fixant sur un connecteur embase SMA. Ensuite nous avons soudé les deux bornes de l'inductance par 2 fils aux deux bornes du connecteur SMA (picot et sa masse) comme le montre la figure III.24.

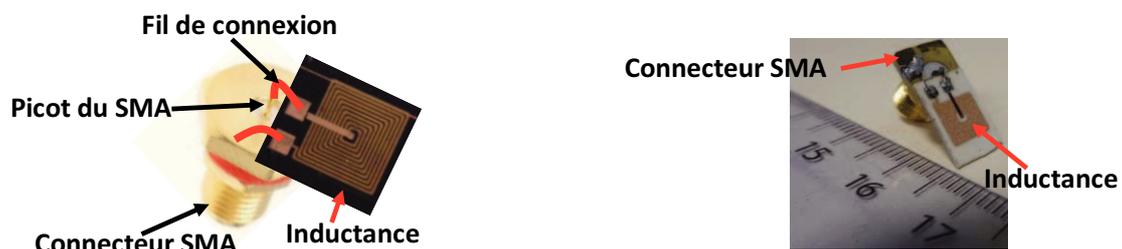


Figure III.24 : Dispositif prêt pour le test.

La nature d'alimentation du CST est une puissance fixe provenant du port 1 du VNA à une fréquence fixe de 100MHz. Nous avons mesuré l'amplitude du signal délivré par le VNA avec un POWERMETER pour avoir une bonne précision afin d'adapter la puissance du signal en simulation. Le générateur du VNA utilisé, délivre une puissance « High » d'une valeur de

7,54dBm. Le deuxième port (Port N°2) du VNA est utilisé pour la mesure du signal délivré par la sonde.

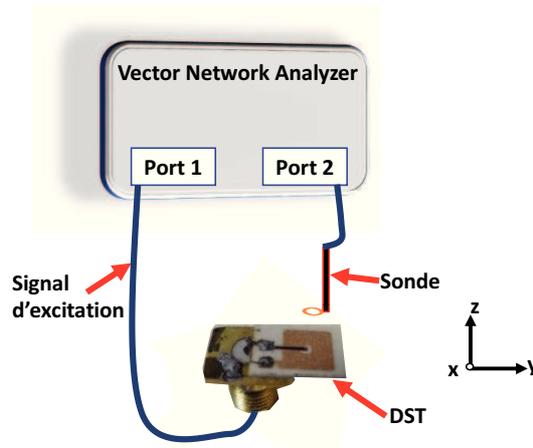


Figure III.25 : Méthode d'excitation du CST en mesure.

V.2 Protocole de mesure

La sonde dont la constitution et le principe sont présentés au paragraphe suivant, fournit un signal au VNA lequel délivre un paramètre S. Le paramètre S_{21} que l'on mesure grâce à l'analyseur vectoriel de réseau permet de déterminer l'amplitude du champ rayonné, si l'on connaît la puissance émise par le Port N°1 du VNA (P_1) et le facteur d'antenne de la sonde AF . S_{21} étant le rapport entre la puissance rayonnée par le CST récupérée par la sonde au Port N°2 (P_2) et la puissance P_1 délivrée au CST par le VNA.

$$S_{21}^2 = \frac{P_2}{P_1} \quad \text{avec} \quad \begin{aligned} P_1 &= \text{puissance délivrée par le VNA au DST} \\ P_2 &= \text{Puissance délivrée par la sonde au VNA} \end{aligned}$$

P_1 est une valeur connue avec précision, P_2 a pour expression :

$$P_2 = \frac{V_{sonde\ eff}^2}{Z_0} = \frac{V_{sonde\ max}^2}{2 * Z_0}$$

V_{sonde} est la valeur efficace du signal délivré par la sonde et Z_0 l'impédance d'entrée du port N°2 (50Ω).

La relation entre le signal délivré par la sonde et le champ H à déterminer est donné par le facteur d'antenne : $AF = \frac{H_{max}}{V_{sonde\ max}}$

Ainsi,

$$H_{max} = AF \cdot V_{sonde\ max}$$

$$H_{max} = AF \cdot \sqrt{2 \cdot Z_0 \cdot P_1 \cdot S_{21}^2} \quad \text{III.6}$$

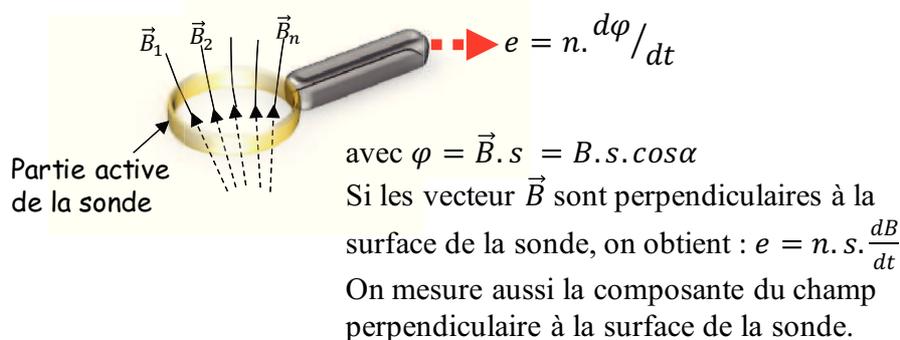
Le facteur d'antenne de la sonde, noté (AF), est déterminé à partir d'un calibrage de la sonde de mesure. Nous décrivons la méthode de calibrage de la sonde utilisée dans le paragraphe VI ci-après. Le déplacement du composant pour le balayage de sa surface est effectué à l'aide d'un Joystick, donc manuel. Ceci rend le temps de la mesure relativement long.

VI. Sonde de mesure du champ \vec{H}

Dans la littérature il existe 2 types de sondes qui permettent de faire la mesure d'un champ magnétique rayonné. Il s'agit de : la sonde à effet Hall [18] et de la sonde à boucle magnétique [19] [20]. Ces sondes sont basées sur deux principes de mesures différents. La sonde à effet Hall est utilisée pour la mesure du champ magnétique rayonné à très basse fréquence (jusqu'à 10kHz). La sonde à boucle est utilisée pour la mesure de champ magnétique variable rayonnant en haute fréquence (jusqu'à 3GHz). Elle est sensible au champ magnétique de faible amplitude et possède une boucle de diamètre très variable, classiquement entre 1mm et quelques millimètres. En outre, la sonde à boucle existe en plusieurs formes : sonde à boucle de forme carrée ou rectangulaire [21], sonde à boucle de forme ronde ou circulaire [22] et la sonde à boucle de forme cubique appelée « Cubeprobe » [23].

VI.1 Principe de mesure d'une sonde à boucle

Le principe de mesure de la sonde à boucle repose sur la loi de Lenz-Faraday. Lorsque la sonde est placée dans un champ magnétique variable, une force électromotrice f.é.m. est induite à ses bornes (figure III.26). Ainsi, la tension mesurée à la sortie de la sonde correspond à un champ moyen à travers la surface de la sonde. Cette f.e.m induite est proportionnelle à la dérivée du champ magnétique en fonction du temps.



n : nombre de spire constituant la boucle ;
 S : la surface de la boucle ;
 B : Le champ magnétique à mesurer.

Figure III.26 : Principe de mesure de la sonde

En simulation, le logiciel HFSS calcule le champ en tout point dans l'espace. Pour pouvoir comparer les 2 résultats, un programme qui calcule la moyenne des valeurs de champ dans un cercle de diamètre égal au diamètre de la sonde a été développé.

VI.2 Sonde de mesure utilisée

La sonde utilisée dans notre cas est une sonde commerciale à boucle de forme circulaire. Fabriquée par la compagnie Langer EMV-Technik, cette sonde de référence RF-R 0.3-3 [22], est spécialement destinée à la mesure du champ magnétique H rayonnant sur la bande de fréquence de 30MHz à 3GHz. Elle permet de mesurer les 3 composantes du champ H en fonction de son orientation. Nous évoquons dans cette partie la constitution de cette sonde, ses dimensions géométriques ainsi que sa mise en œuvre pour la mesure d'une composante suivant les axes x , y ou z .

VI.2.1 Constitution de la sonde de mesure

La sonde de mesure utilisée est constituée d'un dipôle magnétique miniature sous la forme d'une boucle circulaire. Il s'agit d'un enroulement de quelques spires confectionnées à l'aide d'un câble coaxial d'impédance 50Ω [22]. Les spires sont protégées par un diélectrique couvrant la boucle et constituant le corps de la sonde comme le précise la figure III.27.b. Une radiologie (dentaire) nous a permis de déterminer la position des spires dans la sonde. Les clichés radiographiques présentés sur les figures III.27.b et 28 montrent que les spires sont placées au centre de la sonde.

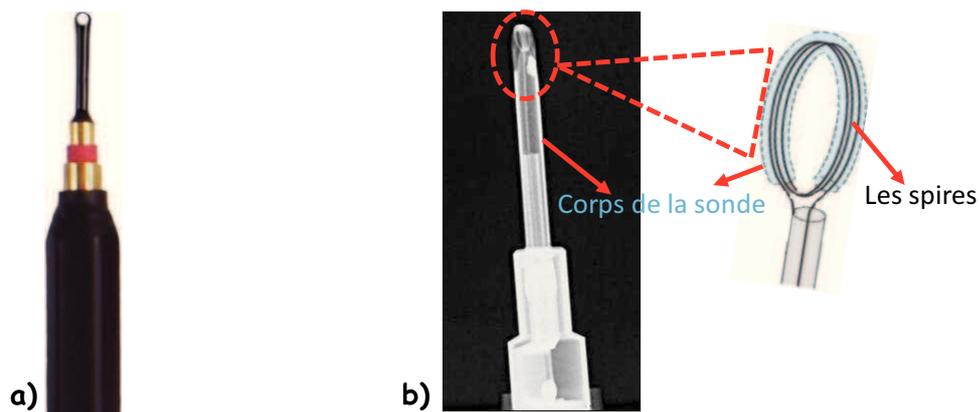


Figure III.27 : a) Photo de la sonde, b) Image radiographique de la sonde de mesure

VI.2.2 Dimensions géométriques de la sonde de mesure

La sonde de mesure utilisée, possède un diamètre interne de la partie active de 1mm et d'un diamètre externe de la boucle (de spire) d'environ 1,4mm comme présentée dans la figure

III.28. Le diamètre extérieur maximal de la partie active de la sonde (*spires + le diélectrique*) fait 1,6mm. Le diamètre moyen de la partie active est de 1,35mm.

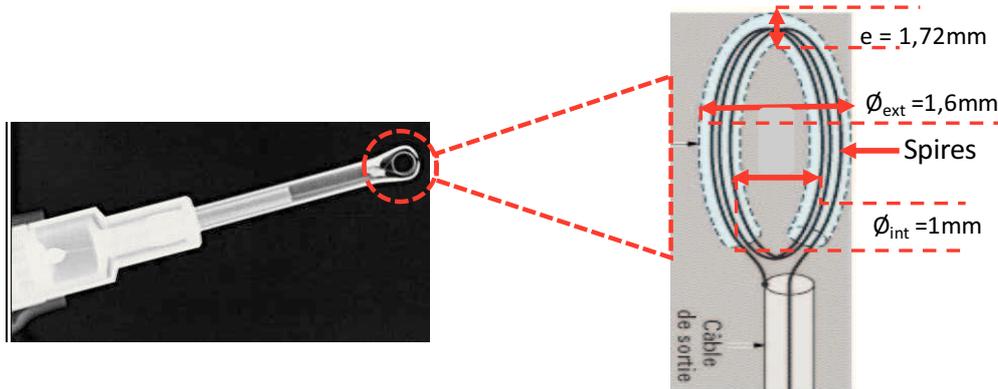


Figure III.28 : La sonde de mesure utilisée.

Les grandeurs caractéristiques de cette sonde sont :

- Diamètre de la boucle qui détermine la sensibilité de la sonde ;
- Son facteur d'antenne qui varie en fonction de la fréquence ;
- Sa bande de fréquence ;

Ces caractéristiques définissent les performances de la sonde [24] [25]. Le paramètre tel que le facteur d'antenne est déterminé par une méthode spécifique de calibrage de la sonde. Nous décrivons cette méthode appliquée dans le paragraphe VI.5 ci-après.

VI.2.3 Mise en œuvre de la sonde

En fonction de son orientation, la sonde de mesure utilisée permet de mesurer les 3 composantes cartésiennes du champ magnétique \vec{H} rayonné : les composantes tangentielles H_x et H_y et la composante normale H_z . Pour mesurer une composante parmi les 3 (H_x , H_y ou H_z), il suffit de placer la surface de la boucle de la sonde (*la partie active*) de façon perpendiculaire à la composante recherchée. Seule la composante normale à la surface de la sonde est détectée (figure III.29).

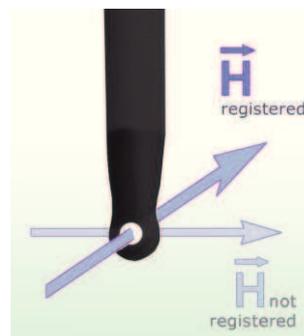


Figure III.29 : La composante détectée [22].

La figure III.30 présente les différentes orientations de la sonde pour la mesure d'une composante H_x , H_y ou H_z .

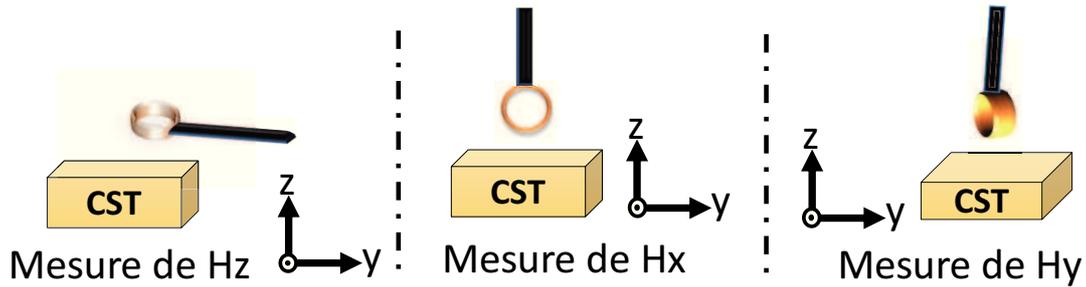


Figure III.30 : Configuration de la sonde pour mesurer une composante.

VI.3 Influence de la sonde sur le champ à mesurer

Dans ce paragraphe, nous étudions l'influence du champ produit par la sonde sur le champ magnétique à mesurer. En effet, le champ magnétique variable produit par le DST induit une force électromotrice variable aux bornes de la sonde (figure III.31). La sonde fermée sur une impédance $Z_0 = 50\Omega$ est ainsi parcouru par un courant i . Ce courant génère un champ qui pourra influencer le champ à mesurer. L'objectif de cette partie est de déterminer le champ produit par la sonde afin d'évaluer son influence sur le champ à mesurer.

Le champ produit par la sonde est déterminé par l'expression III.7.

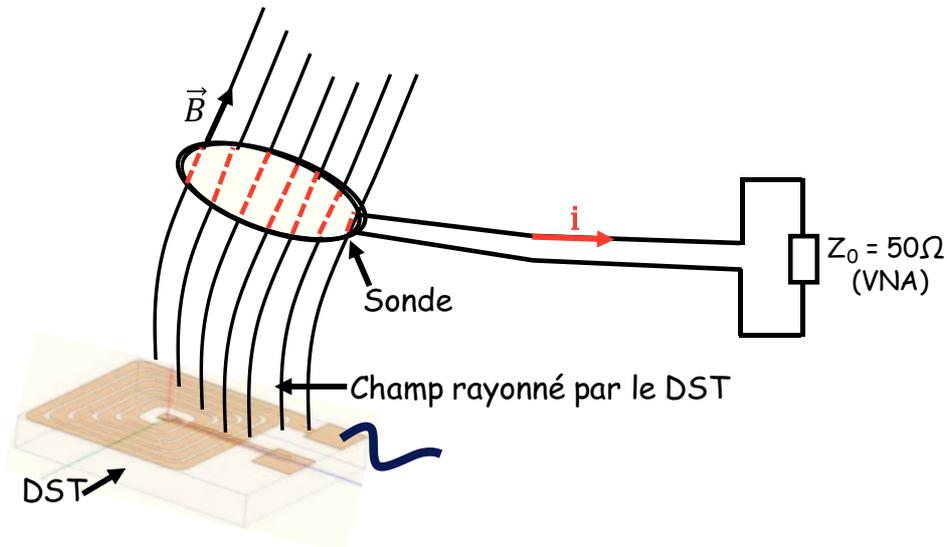


Figure III.31 : Influence de la sonde sur le champ à mesurer

Le champ magnétique créé au centre de la sonde a pour expression :

$$B_{sonde\ max} = \frac{\mu_0 n i_{max}}{2r} = \mu_0 \cdot \frac{n}{2r} \cdot \frac{e_{max}}{Z_0} \quad III.7$$

Avec $e = n \frac{d\varphi}{dt} = n \cdot s \cdot \frac{dB}{dt}$

$$e_{max} \neq n \cdot s \cdot \frac{2B_{max}}{T/2}$$

$$e_{max} = n \cdot s \cdot 4 \cdot B_{max} \cdot f = 4\pi \cdot n \cdot r^2 \cdot B_{max} \cdot f$$

D'ici, l'expression de la valeur maximale du champ généré par la sonde en son centre :

$$B_{sonde\ max} = \mu_0 \cdot \frac{n}{2r} \cdot \frac{1}{Z_0} \cdot 4\pi \cdot n \cdot r^2 \cdot B_{max} \cdot f$$

$$B_{sonde\ max} = 2\pi \cdot \mu_0 \cdot n^2 \cdot \frac{r}{Z_0} \cdot B_{max} \cdot f$$

Le rapport entre le champ mesuré et le champ induit par la sonde a pour expression :

$$\frac{B_{max}}{B_{sonde\ max}} = \frac{Z_0}{2\pi \cdot \mu_0 \cdot n^2 \cdot r \cdot f}$$

Z_0 : l'impédance d'entrée du VNA ;

f : la fréquence du signal ;

n : le nombre de spire formant la sonde ;

r : le rayon de la sonde ;

μ_0 : la perméabilité à vide ;

Avec $f = 100\text{MHz}$; $Z_0 = 50\Omega$; $r = 0,7 \cdot 10^{-3}$; $n = 2$ on obtient : $\frac{B_{max}}{B_{sonde\ max}} = 23$

De plus, il convient de considérer que ces deux champs sinusoïdaux sont déphasés de 90° comme indiqué figure III.32, l'erreur commise sur la mesure est tout à fait négligeable :

$$B_{mesure} = B_{max} \cdot \sqrt{1^2 + \left(\frac{1}{23}\right)^2} = 1,001 B_{max}$$

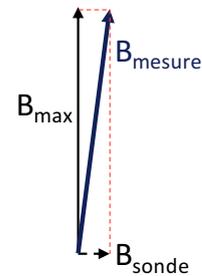


Figure III.32 : Déphasage du champ mesuré

VI.4 Positionnement de la sonde en z

Le positionnement en z de la sonde de mesure au-dessus du DST est très sensible. Cette sensibilité peut être considérable même pour une imprécision de $50\mu\text{m}$. Ainsi, le positionnement avec précision de la sonde de mesure au-dessus du CST est une étape importante dans les processus de mesures.

Le positionnement en x et y = 0mm de la sonde est effectué simplement en se plaçant à une hauteur quelconque en z puis en déplaçant le CST sur le plan x puis en y jusqu'à l'obtention

d'une amplitude maximale de la composante mesurée. En revanche, le positionnement en z est plus délicat. En effet, pour positionner la sonde en z , nous faisons tangenter le corps de la sonde sur le DST à l'aide d'un bras mécanique constitué d'un vernier. Une caméra a été rajoutée pour obtenir une bonne précision sur la position de la sonde. Dans notre cas, le champ rayonné par le CST est mesuré à une distance de 2mm au-dessus du CST tout comme en simulation. L'objectif étant de s'intéresser au rayonnement en champ proche et d'augmenter le rapport signal-bruit. Le positionnement en $z = 0\text{mm}$ du corps de la sonde correspond à une position $z = 0,86\text{mm}$ du détecteur (la bobine de la sonde) comme le montre la figure III.33.

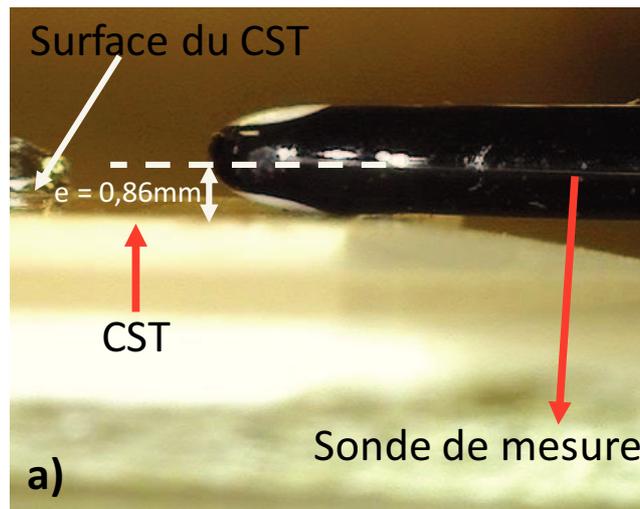


Figure III.33 : Positionnement de la sonde au-dessus du DST

Pour connaître la position précise des spires constituant la sonde, nous avons effectué une radiographie (dentaire) de la sonde afin d'obtenir un « squelette » de la sonde et déterminer la position exacte des spires à l'intérieur de la sonde. Une étude effectuée sur l'influence du positionnement de la sonde en hauteur sur l'amplitude du champ mesuré est présentée sur la figure III.34 ci-après. Nous constatons que lorsque le positionnement est précis, une parfaite concordance avec le résultat de simulation peut être obtenue. Nous présentons sur la figure III.33, les résultats obtenus en simulation et mesure sur l'amplitude maximale de la composante H_z rayonnée par une inductance à air lorsque la position en z de la sonde est variable entre $z = 0,86\text{mm}$ et $z = 3\text{mm}$.

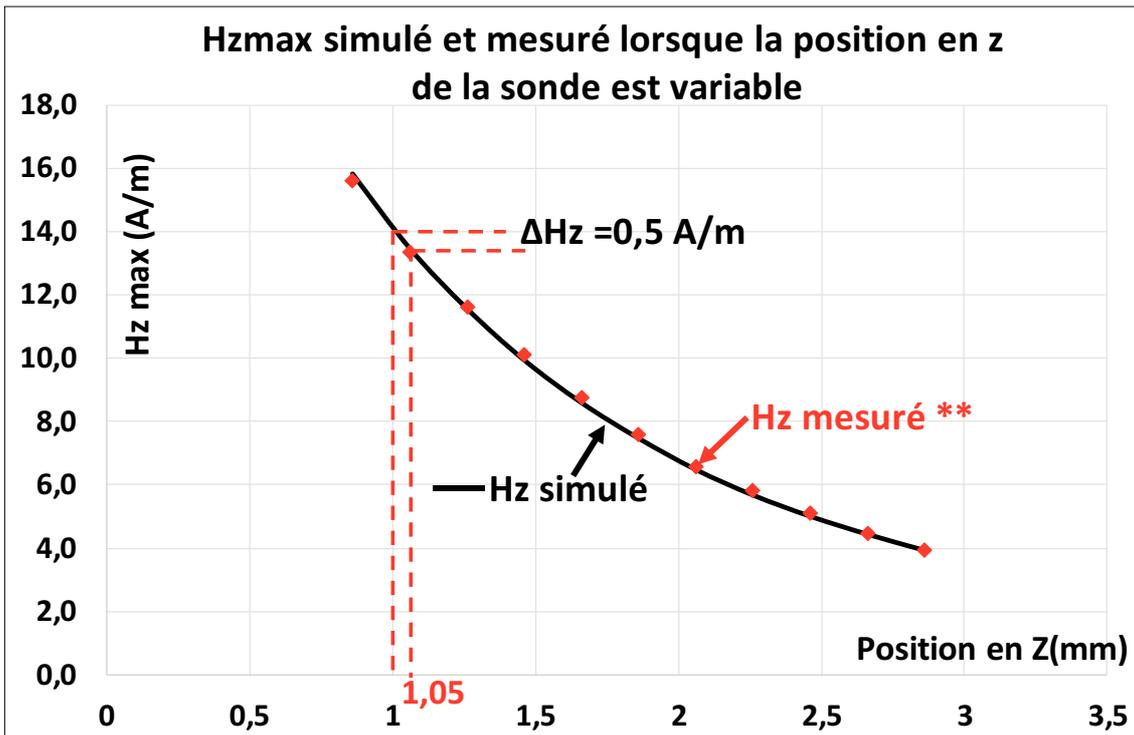


Figure III.34 : Influence du positionnement en z de la sonde sur H_{zmax} .

Nous remarquons également que même pour une variation de 1/10mm sur la hauteur de la sonde, l'amplitude du champ mesuré change de façon importante. Nous pouvons donc conclure que le positionnement de la sonde en z est très sensible et pour avoir des résultats comparables, il faut positionner précisément la sonde sur le DST.

VI.5 Calibrage de la sonde de mesure

Dans cette partie, nous proposons une brève étude bibliographique sur les méthodes de calibrage de sonde permettant de déterminer le facteur d'antenne (AF), ce dernier étant le paramètre indispensable qui permet de passer du signal délivré par la sonde au champ rayonné que l'on souhaite mesurer.

Des auteurs comme Shi. J et al [26] se sont intéressés au développement de méthode pour le calibrage et la compensation des effets de la sonde lors de mesure en champ proche. Les auteurs ont comparé leur méthode avec une méthode expérimentale. Les résultats montrent que la méthode de compensation permet d'améliorer les résultats obtenus à l'aide d'une sonde de champ magnétique tout comme de champ électrique.

M. Abou Chahine et al [27] se sont intéressés au développement d'une méthode de calibrage des sondes de mesure de champ \vec{E} et \vec{H} afin de déterminer le facteur d'antenne de

chacune d'entre elles. Les auteurs ont avant tout réaliser les sondes. Pour le calibrage de ces sondes, les auteurs ont utilisé un circuit d'étalonnage constitué d'une ligne microstrip de 50Ω alimenté par une source. Le choix de cette ligne microstrip est justifié par sa bande passante et sa compacité. Le facteur d'antenne (AF) est déterminé par l'expression ci-après.

$AF(dB/m) = 20 \log\left(\frac{|E_z|}{V(f)}\right)$ où V est la tension mesurée par l'analyseur de spectre et $|E_z|$ est le module de la composante E_z simulée sur la ligne microstrip 50 Ohm. Les résultats obtenus sont comparés à ceux de simulations pour valider la méthode développée.

Pour valider leur méthode, les auteurs ont réalisé des mesures sur un autre circuit et une assez bonne concordance avec la simulation est obtenue. La figure III.35 présente le facteur d'antenne obtenu en fonction de la fréquence pour le calibrage de deux sondes de mesure du champ \vec{E} .

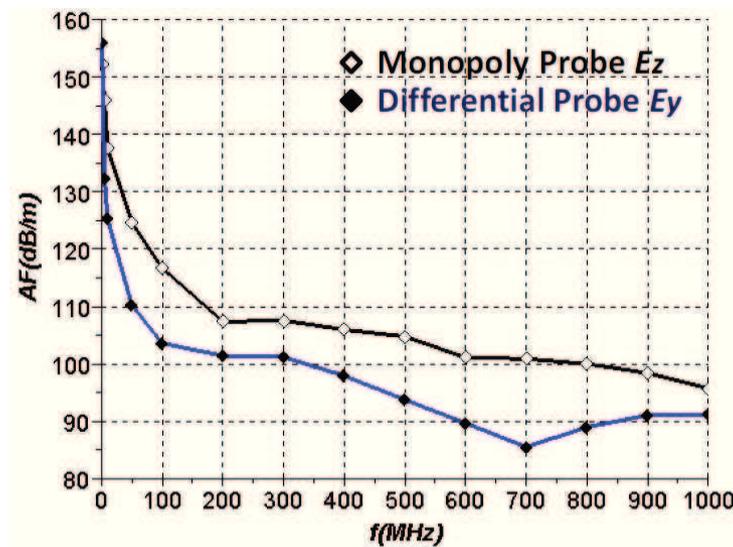


Figure II.35 : Facteur d'antenne en fonction de la fréquence.

David Baudry dans [28] présentent un banc de caractérisation en champ proche et s'intéressent plus particulièrement à la conception et à la caractérisation de sonde E en champ proche. Ils étudient l'influence des paramètres géométriques des sondes (longueur, diamètre, ...), constituées à partir de câbles coaxiaux (figure III.36).

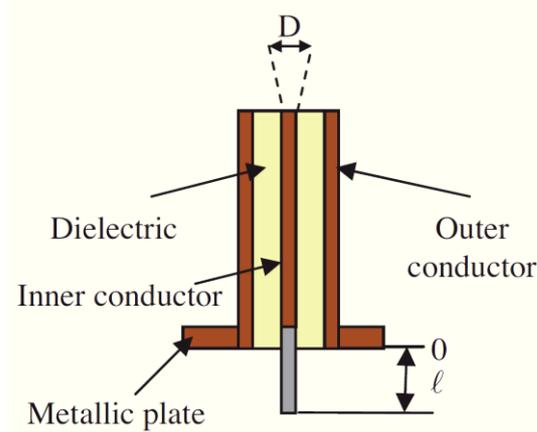


Figure III.36 : Sonde pour la mesure du champ électrique [28].

Ils proposent une méthode pour la détermination du facteur d'antenne des sondes en comparant les résultats analytiques des composantes du champ électrique à des mesures réalisées sur un circuit de calibration constitué d'un fil conducteur et d'un plan de masse.

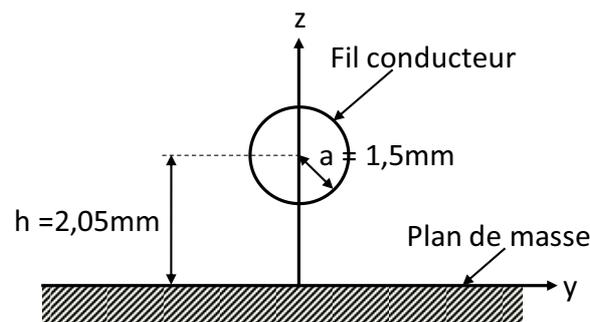


Figure III.37 : Circuit de calibration

Dahele J.S et *al* dans [29] se sont intéressés au calibration de sonde de mesure champ électrique en comparant des résultats issus de simulation numérique et des résultats expérimentaux. Ils démontrent que les structures expérimentales non blindés ne sont pas adaptées à cause de multiples couplages. En revanche, l'utilisation de structures blindées conduit à des résultats excellents.

Pour notre cas, nous avons déterminé le facteur d'antenne à partir de résultats de simulation à l'aide du logiciel HFSS et de mesure sur un circuit de calibration réel. Le circuit étalon est constitué d'un conducteur cylindrique (tige de cuivre) placé au-dessus d'un plan de masse à une hauteur précise. Le conducteur est chargé à l'une de ses extrémités par une impédance de 50Ω tandis que l'autre extrémité est branchée à la source d'alimentation (VNA). La figure III.38 ci-après présente une photographie du circuit de calibration réalisé ainsi que ses dimensions géométriques.

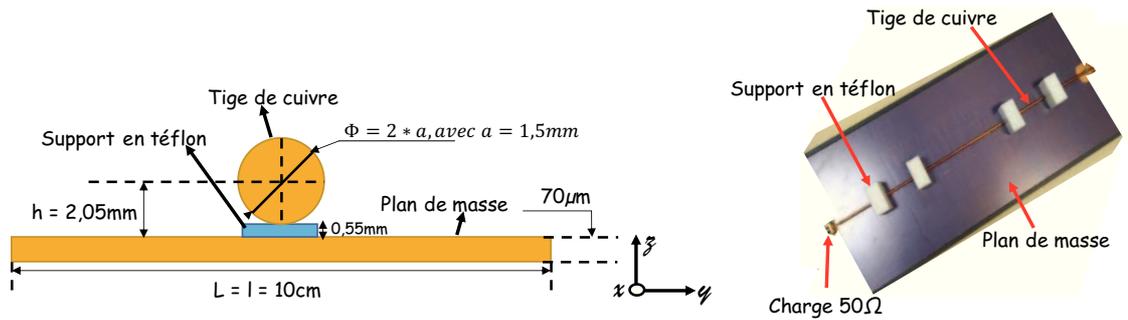


Figure III.38 : Le circuit étalon.

Le principe de calibrage utilisé en expérimental consiste à alimenter le circuit par un port du VNA puis à mesurer les composantes rayonnées à l'aide de la sonde qui est connectée au second port du VNA. La figure III.39 illustre le principe de calibrage mis en œuvre.

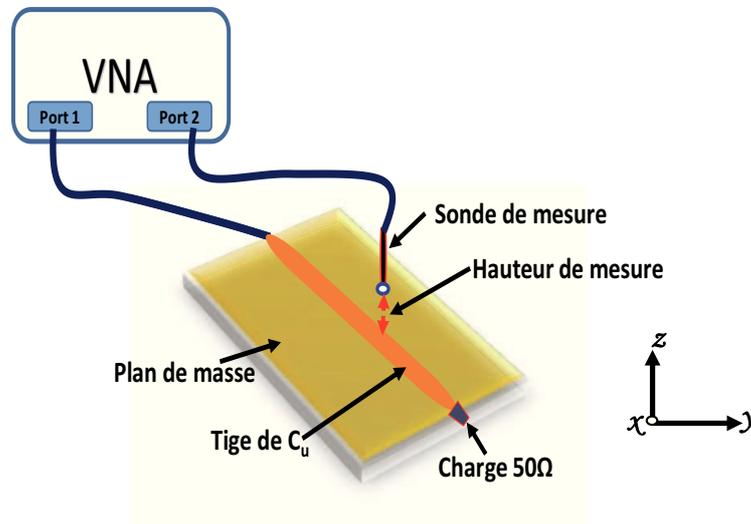


Figure III.39 : Principe de calibrage de la sonde.

Nous avons calculé le facteur d'antenne de la sonde à l'aide de l'expression III.14.

$$AF = \frac{H_{y \max}}{V_{mes}} \quad \text{III. 14}$$

H_y correspond à la composante du champ \vec{H} suivant l'axe y , la sonde étant située dans le plan xz .

L'amplitude $H_{y \max}$ est obtenue par simulation sous HFSS pour différentes valeurs de z . La tension V_{mes} est obtenue sur le banc de mesure pour différentes valeurs de z . Le tableau ci-après présente les valeurs de $H_{y \max}$ simulé et la tension mesurée à différentes hauteurs au-dessus de la tige du circuit étalon.

Z (mm)	1,40	1,90	2,00	2,40	2,90
$H_{y \max}$ (A/m)	0,33	0,28	0,27	0,23	0,19
Vmes (mV)	$9,8 \cdot 10^{-4}$	$7,9 \cdot 10^{-4}$	$7,8 \cdot 10^{-4}$	$6,6 \cdot 10^{-4}$	$5,5 \cdot 10^{-4}$
AF (A/V.m)	337	353	343	345	341

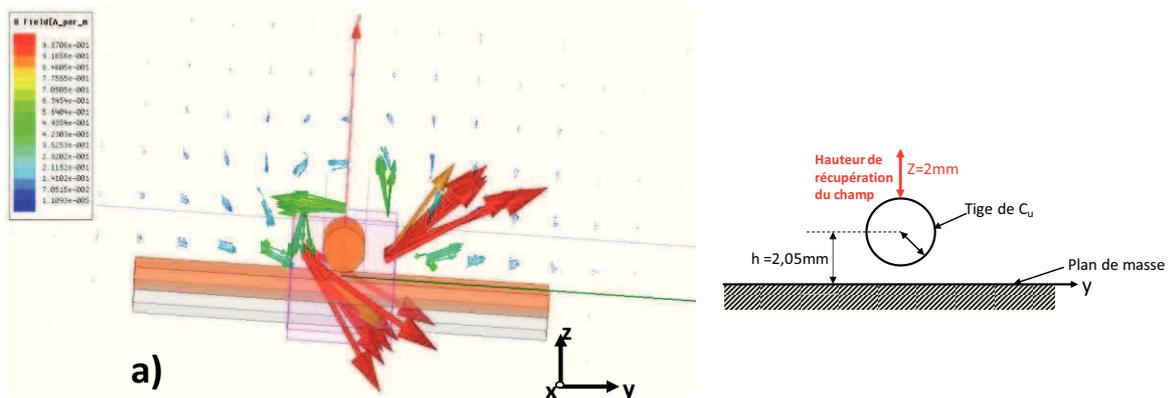
Tableau : $H_{y \max}$ en fonction de la position en z.

Nous avons retenu comme facteur d'antenne, la moyenne de ces résultats, $AF = 343$ A/V.m.

Afin de valider le processus de détermination du facteur d'antenne de la sonde, nous avons effectué d'autres mesures et comparer les composantes tangentielle et normale du champ magnétique obtenues en simulation avec les mesures. La figure III.40 présente la comparaison entre l'amplitude des composantes H_y et H_z simulées et mesurées à une distance de 2mm au-dessus de la tige à la fréquence de 100MHz. Les composantes $H_{y/z \max}$ mesurées sont déterminées par l'expression III.15 avec S_{21} signal mesuré par le VNA, AF facteur d'antenne, P_1 puissance délivrée par le VNA au circuit étalon et Z_0 l'impédance d'entrée du VNA.

$$H_{y/z \max} = AF \cdot \sqrt{2 \cdot Z_0 \cdot P_1 \cdot S_{21}^2} \quad \text{III. 15}$$

Les orientations des vecteurs du champ magnétique rayonné par le circuit simulé sont présentés sur la figure III.40. Une bonne concordance est observée.



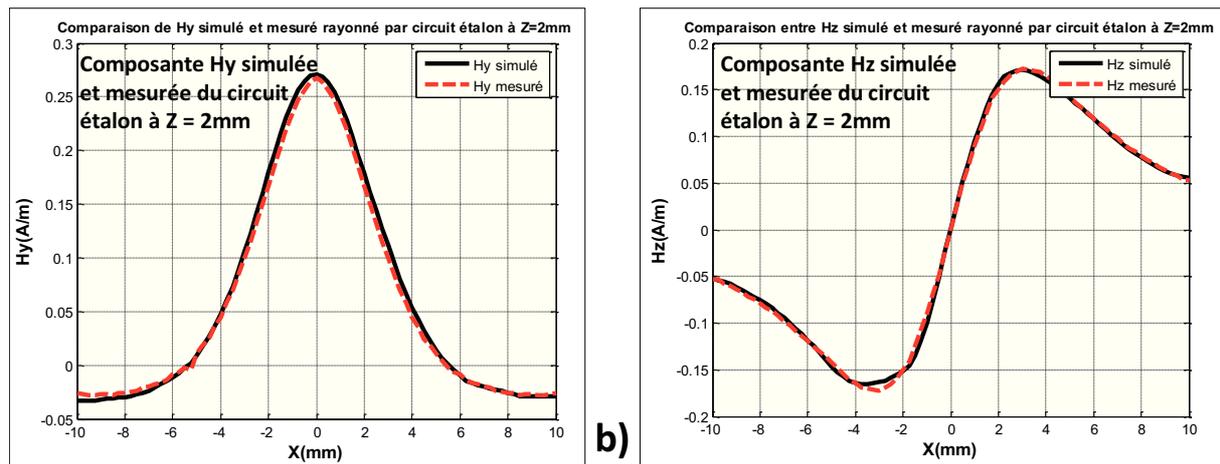


Figure III.40 : Champ rayonné par le circuit étalon : a) Vecteurs champ, b) Amplitude.

Pour d'approfondir nos connaissances sur le circuit de calibrage, une campagne de mesure et de simulation a été effectuée en faisant varier certains paramètres du circuit. Nous avons étudié particulièrement l'influence de la dimension géométrique du circuit de calibrage et l'influence du support en téflon utilisé dans le circuit pour bien caler la tige de C_u . Pour l'étude sur l'influence des dimensions géométriques du circuit, nous avons fait varier 2 paramètres : l'écart entre la tige de C_u et son plan de masse et la longueur de la tige de C_u . Nous avons constaté que la variation de la longueur de la tige n'influe pas sur l'amplitude du champ magnétique rayonné par le circuit. Tandis que la distance entre le plan de masse et la tige de C_u modifie l'impédance du circuit, donc le courant qui circule dans la tige et bien évidemment l'amplitude du champ magnétique rayonné par le circuit. Le support en téflon ne possède aucune influence sur le champ rayonné par le circuit.

CONCLUSION

Dans ce chapitre 3, nous nous sommes intéressés à la description et à la présentation des méthodes et outils retenus pour l'étude des émissions électromagnétiques rayonnées par des inductances intégrées. Une des solutions est une approche numérique qui consiste à faire des simulations sur HFSS et l'autre consiste à faire des mesures expérimentales sur un banc de mesure que nous avons développé au cours de nos travaux.

Le principe d'étude utilisé sur les deux approches est identique afin de réaliser une bonne comparaison entre les résultats de mesure et simulation.

La bonne comparaison du champ magnétique rayonné par des inductances avec et sans matériau magnétique lorsqu'elles sont alimentées par la même puissance nécessite une normalisation de ces champs au même courant. Pour ce faire, une méthode permettant de déterminer le courant dans la spirale a été développée. Dans ce chapitre, nous avons décrit également la méthode que nous avons développée pour la détermination du courant qui circule dans chaque structure.

Les résultats obtenus par les 2 approches (simulation et mesure) sur les émissions EM rayonnées des inductances intégrées seront présentés et discutés dans le chapitre IV suivant.

Références bibliographiques du chapitre III :

- [1] « COMSOL Multiphysics® Software - Understand, Predict, and Optimize », *COMSOL Multiphysics*©. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics>. [Consulté le: 09-mars-2018].
- [2] « ANSYS Maxwell: Low Frequency Electromagnetic Field Simulation ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-maxwell>. [Consulté le : 08-janv-2019].
- [3] « ANSYS Q3D Extractor : performance élevée de l'extraction des éléments parasites 3D ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.ansys.com/fr-fr/products/electronics/ansys-q3d-extractor>. [Consulté le : 08-janv-2019].
- [4] « CST MICROWAVE STUDIO® - 3D EM Simulation Software ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.cst.com/products/cstmws>. [Consulté le : 09-mars-2018].
- [5] « ANSYS HFSS : simulation des champs électromagnétiques haute fréquence ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.ansys.com/fr-fr/products/electronics/ansys-hfss>. [Consulté le: 08-janv-2019].
- [6] P. Silvester, « Finite Element Analysis of Planar Microwave Networks », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 21, n° 2, p. 104-108, févr. 1973.
- [7] « An hp-adaptive finite element method for electromagnetics—part II: A 3D implementation - Rachowicz - 2001 - International Journal for Numerical Methods in Engineering - Wiley Online Library ». [En ligne]. Disponible sur : <http://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1002/nme.396/full>. [Consulté le: 09-mars-2018].
- [8] J.-M. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*. John Wiley & Sons, 2015.
- [9] « The Finite Element Method Basic Concepts and Applications by D. Pepper and J. Heinrich ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.comsol.com/books/femba>. [Consulté le : 09-mars-2018].
- [10] IEC 61967-2, « Integrated circuits - Measurement of electromagnetic emissions, 150kHz to 1GHz - Part2 : Measurement of radiated emissions, TEM-cell method ».
- [11] IEC 62132-2 « Integrated circuits - Measurement of electromagnetic emissions, 150kHz to 8GHz - Part2: Measurement of radiated emissions, GTEM and Wideband Method-cell ».
- [12] « International Electrotechnical Commission et al. - 2014 - Integrated circuits measurement of electromagneti.pdf ».

- [13] IEC 62132-8, « Integrated circuits - Measurement of radiated electromagnetic emissions, near-field method », 2006
- [14] C. Labussiere « Le rayonnement électromagnétique des circuits intégrés : Techniques de caractérisation et méthodes de modélisations », PhD thésis, Université de Rouen 2007
- [15] O. Aouine, « Corrélation entre le fonctionnement électrique et le rayonnement magnétique en champ proche d'un variateur de vitesse électronique », PhD thésis, École normale supérieure de Cachan - ENS Cachan, 2009.
- [16] K. Slattery, K. Daniel, et X. Dong, « Measurement of a point source radiator using magnetic and electric probes and application to silicon design of clock devices », *Electromagnetic Compatibility, IEEE International Symposium on, EMC 2007*, p. 1–6.
- [17] « Datasheets », *Prior Scientific*. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.prior.com/download-category/datasheets>. [Consulté le : 08-oct-2018].
- [18] E. Béreau, « Contribution au développement d'un banc de mesure pour la cartographie en champ électromagnétique proche des dispositifs de l'électronique de puissance », thésis, Cachan, Ecole normale supérieure, 2007.
- [19] M. Kashanianfard et K. Sarabandi, « An accurate circuit model for input impedance and radiation pattern of two-port loop antennas as E-and H-probe », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, n° 1, p. 114–120, 2017.
- [20] G. Tian, J. Li, X. Liu, L. Wan, et L. Cao, « Study on Magnetic Probe Calibration in Near-field Measurement System for EMI Application », *J. Electron. Test.*, vol. 33, n° 6, p. 741–750, 2017.
- [21] D. R. Novotny, K. D. Masterson, et M. Kanda, « An optically linked three-loop antenna system for determining the radiation characteristics of an electrically small source », *Electromagnetic Compatibility, Symposium Record, IEEE International Symposium on*, 1993, p. 300–305.
- [22] « Langer EMV - RF-R 0.3-3, H-Field Probe mini 30 MHz up to 3 GHz ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.langer-emv.de/en/product/rf-passive-30-mhz-3-ghz/35/rf-r-0-3-3-h-field-probe-mini-30-mhz-up-to-3-ghz/18>. [Consulté le : 16-avr-2018].
- [23] É. Sicard, « Contribution au développement d'idées de conception intelligente de circuits intégrés vlsi », thesis, Toulouse 3, 1987.
- [24] B. Lakhdar, « Conception et validation de sondes pour les mesures en champ proche », Mémoire de Thèse, Université de Rouen, ESIGELEC, 2006.
- [25] D. Baudry, « Conception, validation et exploitation d'un dispositif de champs électromagnétiques proches. Application CEM », thesis, Université de Rouen, 2005.

- [26] J. Shi, M. A. Cracraft, et al « Calibration and compensation of near-field scan measurements », *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 47, n° 3, p. 642-650, août 2005.
- [27] M. A. Chahine, M. Khatib, A. Hamié, R. Perdriau, et M. Ramdani, « Near field measurement system for the detection of electromagnetic field components radiated by microwave devices », *Microwave Symposium (MMS), 13th Mediterranean*, 2013, p. 1-4.
- [28] D. Baudry, A. Louis, et B. Mazari, « Characterization of the Open-Ended Coaxial Probe Used for Near-Field Measurements in EMC Applications », *Prog. Electromagn. Res.*, vol. 60, p. 311-333, 2006.
- [29] J. S. Dahele et A. L. Cullen, « Electric Probe Measurements on Microstrip », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 28, n° 7, p. 752-755, juill. 1980.

CHAPITRE IV : FABRICATION DE COMPOSANTS ET RESULTATS

Sommaire

INTRODUCTION

I. FABRICATION DE COMPOSANTS	111
I.1 PREPARATION DU SUBSTRAT MAGNETIQUE	112
I.2 FABRICATION DE LA SPIRALE	113
I.3 REALISATION DE L'ISOLANT ET DE LA CONNEXION AIR-BRIDGE	114
I.4 REPORT DE LA COUCHE MAGNETIQUE SUPERIEURE	115
II. RESULTATS DE SIMULATION ET MESURE.....	116
II.1 RAPPEL DU PRINCIPE D'ETUDE.....	116
II.2 CHAMP EMIS PAR UNE INDUCTANCE AIR	118
II.3 CHAMP EMIS PAR UNE INDUCTANCE A UNE COUCHE DE MATERIAU MAGNETIQUE.....	123
II.3.1 H_{zmax} fonction de la hauteur de mesure	123
II.3.2 H_z rayonné par les inductances à une couche magnétique.....	126
II.4 INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR DE LA COUCHE MAGNETIQUE SUR LE CHAMP EMIS.....	128
II.5 CHAMP EMIS PAR UNE INDUCTANCE A DEUX COUCHES DE MATERIAU MAGNETIQUE ET BLINDAGE DU COMPOSANT	130
II.6 INFLUENCE DE L'ÉPAISSEUR DE LA COUCHE SUPERIEURE DU MATERIAU MAGNETIQUE ET BLINDAGE DU COMPOSANT	134
II.6.1 Influence de l'épaisseur de la couche magnétique supérieure sur le blindage du composant.	135
II.6.2 Contribution de la couche supérieure.....	136
II.6.3 Facteur de mérite.....	138
II.7 INFLUENCE DE LA PERMEABILITE DU MATERIAU MAGNETIQUE SUR LE BLINDAGE DU COMPOSANT.....	139
II.7.1 Influence de μ_r sur le champ H_z rayonné par inductance à une couche.....	139
II.7.2 Influence de μ_r sur le champ H_z rayonné par inductance à 2 couches.....	140
II.7.3 Efficacité de blindage	141
Conclusion.....	145
Références bibliographiques du chapitre IV	

Chapitre IV :

FABRICATION DE COMPOSANTS ET RESULTATS

INTRODUCTION

Le présent chapitre a pour objectif de présenter les résultats obtenus en mesure et en simulation. Les structures étudiées ont été fabriquées puis caractérisées à l'aide du banc de mesure que nous avons décrit dans le chapitre III précédent. Ainsi, nous abordons ce chapitre par une brève description des différents processus technologiques qui nous ont permis de fabriquer les inductances intégrées. Il s'agit des étapes de fabrication des inductances intégrées avec et sans couche magnétique. La seconde partie est consacrée à la présentation des résultats obtenus en simulation et mesure concernant l'étude des émissions magnétiques rayonnées par ces inductances.

I. FABRICATION DE COMPOSANTS

Il faut rappeler ici que les structures étudiées sont, pour certaines des inductances, sans matériau magnétique et d'autres avec une à deux couches de matériau magnétique (figure IV.1). La fabrication de ces inductances fait appel à des procédés classiques de microtechnologie qui sont décrits brièvement dans cette partie. Ces étapes sont notamment les techniques pour la préparation de substrat, les techniques de dépôt des couches conductrices sous vide, la photolithographie en salle blanche, la gravure chimique et la dorure.

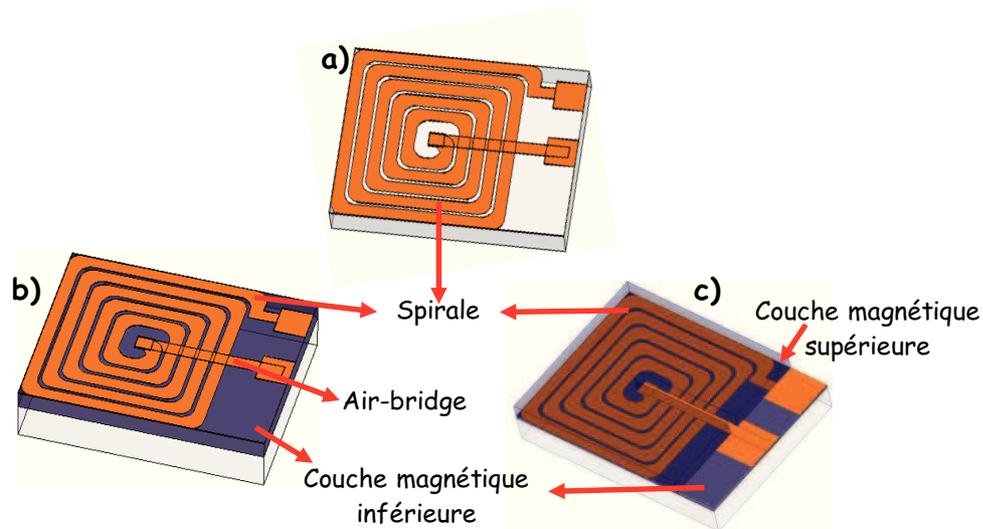


Figure IV.1 : Inductances étudiées : a) à air, b) à une couche magnétique, c) à 2 couches magnétiques

Les inductances étudiées sont constituées d'un Air-Bridge. Celui-ci permet d'assurer la connexion du plot extérieur au plot central du composant comme précisé figure IV.1. La spirale et l'Air-bridge sont séparées par une couche d'isolant pour éviter un court-circuit. Cependant, le procédé de fabrication de l'ensemble des structures étudiées (avec ou sans matériau magnétique) est identique à l'exception de deux phases qui concernent uniquement les inductances avec couche magnétique. Il s'agit de la phase de préparation du substrat magnétique et de la phase du report de la seconde couche magnétique sur la spirale (*pour les structures à deux couches de matériau magnétique*). Pour l'inductance à air, la spirale est réalisée directement sur un substrat d'alumine. Les principaux procédés technologiques utilisés pour la fabrication de ces structures, peuvent se résumer en 4 phases qui sont :

- Préparation du substrat magnétique ;
- Réalisation de la spirale ;
- Réalisation de l'isolant et de la connexion Air-bridge ;
- Report de la couche supérieure du matériau magnétique sur la spirale ;

L'ensemble de ces travaux de fabrication sont réalisés au Laboratoire Hubert Curien. Ces travaux sont maîtrisés par le laboratoire. Quelques travaux de thèse [1] [2] [3] réalisés au laboratoire Hubert Curien décrivent en détail les différentes étapes ainsi que les modes opératoires de fabrication. Dans ce document, nous évoquons assez brièvement ces différentes phases que nous avons utilisées pour la fabrication des inductances intégrées.

I.1 Préparation du substrat magnétique

C'est une partie qui concerne uniquement les structures à couche magnétique. Elle consiste à préparer le substrat magnétique afin d'obtenir différentes épaisseurs de couches. Il faut noter que les substrats magnétiques utilisés sont généralement des substrats commerciaux (figure IV.2) qui ont une certaine dimension pas nécessairement adaptée à nos dispositifs d'usinage. Cette étape de préparation du substrat magnétique consiste à les scier afin d'obtenir les dimensions adaptées, puis de diminuer l'épaisseur à la dimension souhaitée.

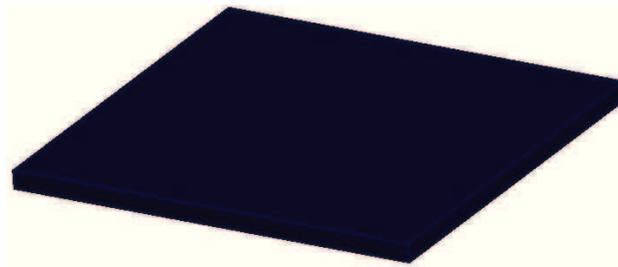


Figure IV.2 : Substrat magnétique

Les étapes de préparation du substrat magnétique peuvent se résumer comme suit (sans entrer dans les détails des modes opératoires des machines).

Avant toute manipulation, le substrat de matériau magnétique est tout d'abord collé sur un substrat en verre pour garantir sa tenue mécanique et faciliter sa manipulation. Les différentes épaisseurs du matériau magnétique sont obtenues par des étapes de micro-usinage. Ces étapes concernent le sciage, le rodage et le polissage de la couche du matériau magnétique :

- Le rodage est une opération mécanique utilisant un abrasif (du carbure de silicium) qui permet par rotation des plateaux sur la surface du substrat d'enlever de la matière jusqu'à l'obtention de l'épaisseur recherchée. L'épaisseur du matériau magnétique peut être contrôlée lors de l'opération de rodage. A l'aide de ce procédé, nous avons pu obtenir des couches de matériau magnétique avec des épaisseurs de 180 μm , 500 μm , 750 μm et 1000 μm .
- Après l'opération du rodage, l'état de surface du matériau magnétique est médiocre et rugueux. L'amélioration de la surface du matériau magnétique est effectuée par

polissage. Celle-ci permet de réduire la rugosité de la surface et obtenir un état de surface acceptable pour les étapes suivantes : photolithographie et gravure. L'opération de polissage est effectuée à l'aide d'une polisseuse et d'un abrasif liquide (solution diamantée $\frac{1}{4}\mu\text{m}$). La figure IV.3 illustre l'importance du polissage en montrant une figure avant polissage et une deuxième image après polissage.

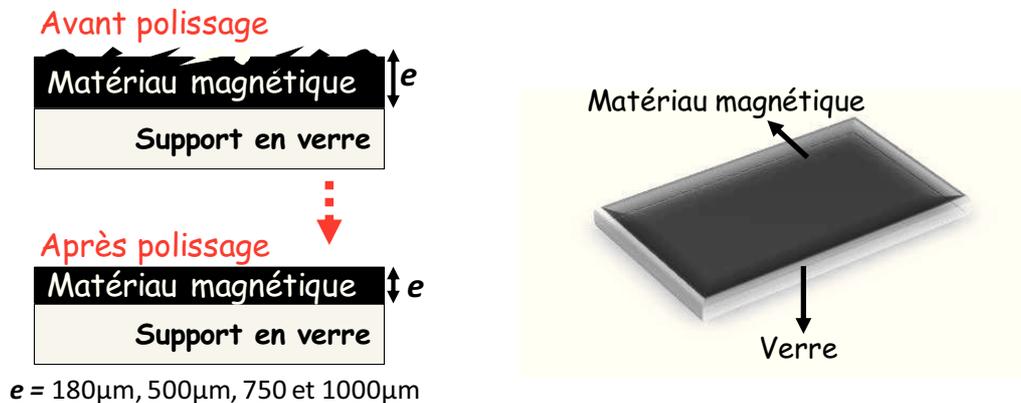


Figure IV.3 : Substrat préparé.

I.2 Fabrication de la spirale

C'est la phase qui permet la fabrication de la partie conductrice en forme de spirale. Elle est composée de plusieurs étapes technologiques qui concernent :

- Le dépôt de la couche conductrice ;
- La réalisation de la spirale (photolithographie et gravure) ;
- La passivation.

L'étape du dépôt de la couche conductrice commence tout d'abord par une partie très importante qui est le nettoyage du substrat. Celle-ci permet d'éliminer du substrat toutes contaminations telles que : graisse, poussière et autres. Elle consiste à nettoyer le substrat par une succession de bains à ultrasons avec des liquides tels que : Acétone, Ethanol et Eau déminéralisé. Ensuite vient l'étape du dépôt de la couche conductrice. Celle-ci consiste à déposer une couche de cuivre pleine plaque sur le substrat à une épaisseur précise ($5\mu\text{m}$ pour notre cas). Le processus est effectué en utilisant un bâti de pulvérisation cathodique radiofréquence de modèle TSD 350.

Les processus pour la réalisation de la spirale utilisent les techniques de photolithographie. Ces techniques permettent de reproduire le motif de la spirale sur la couche de cuivre à travers un masque. Le masque est un support sur lequel est gravé le motif à reproduire. Le principe de la technique de photolithographie, consiste à dégrader (résine positive) ou renforcer (résine négative) une résine photosensible par un rayonnement ultraviolet. Ces processus s'effectuent

dans une salle blanche. Tout comme l'étape du dépôt de Cu, cette étape est composée de plusieurs sous étapes notamment :

- Le nettoyage du substrat ;
- Le dépôt d'une résine photosensible sur la couche de cuivre (résine positive SPR 505) ;
- La cuisson de la résine afin d'éliminer les traces du solvant et durcir la couche ;
- L'insolation par contact avec le masque aux lumières UV ;
- La révélation qui permet d'enlever la résine sur la partie non protégée par le masque.

Pour enlever sélectivement le cuivre qui ne fait pas partie de la spirale, une opération de gravure doit être aussitôt entamée. Cette opération consiste à attaquer par un bain d'acide (perchlorure de fer) le cuivre non protégé par la résine SPR 505.

Pour éviter l'oxydation du cuivre, la spirale est ensuite dorée. Une couche fine d'or est déposée sur la spirale par électrolyse.

Après toutes ces étapes technologiques, la spirale est enfin réalisée. La figure IV.4 présente à titre d'exemple la photographie d'un échantillon réalisé.

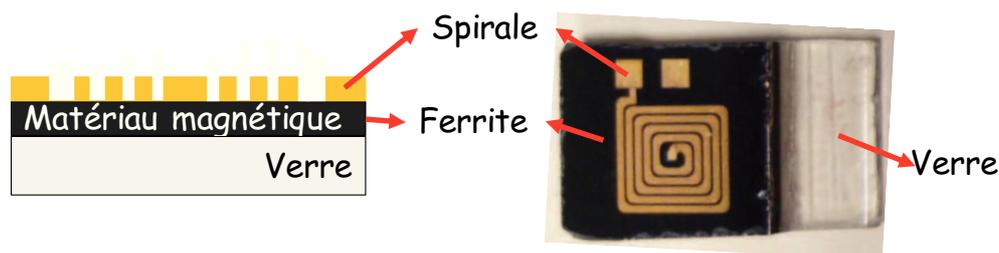


Figure IV.4 : Photographie d'une spirale réalisée sur une couche de ferrite

I.3 Réalisation de l'isolant et de la connexion air-bridge

Pour réaliser la liaison électrique entre le centre de la spirale et l'extérieur (figure IV.5), plusieurs possibilités sont envisageables. Les solutions retenues dans les travaux réalisés au laboratoire Hubert Curien par [4] [1] [3] [2] proposent : la connexion à l'aide d'un fil de bonding ou la réalisation d'une connexion Air-bridge. Nous avons proposé une nouvelle solution qui consiste à accéder directement au plot central sans passer par le bonding ou l'Air-bridge en perçant le substrat. Cette solution s'est avérée très coûteuse car le perçage du substrat doit se faire par laser et le laboratoire ne dispose pas de cette compétence. Finalement, nous avons retenu la solution de réaliser une connexion Air-bridge. La réalisation de la connexion Air-bridge est effectuée par un second niveau de métallisation séparé du premier niveau (qui est la spirale) par une couche isolante. Pour notre cas, l'isolant utilisé est la résine négative SU-8. La réalisation de la couche isolante ainsi que celle de la connexion Air-bridge sont effectuées en respectant les étapes de microtechnologie suivant :

- Nettoyage de la spirale ;
- Dépôt de la résine SU-8 et réalisation des accès à l'aide d'un deuxième masque ;
- Dépôt de la couche de cuivre pleine plaque sur l'isolant (SU-8) ;
- Photolithographie à l'aide d'un 3^{ème} masque
- Gravure et passivation du pont.

La figure IV.5 illustre la position de la résine SU-8, la liaison électrique créée par la connexion Air-bridge et un exemple du dispositif final réalisé avec toutes ses connexions.

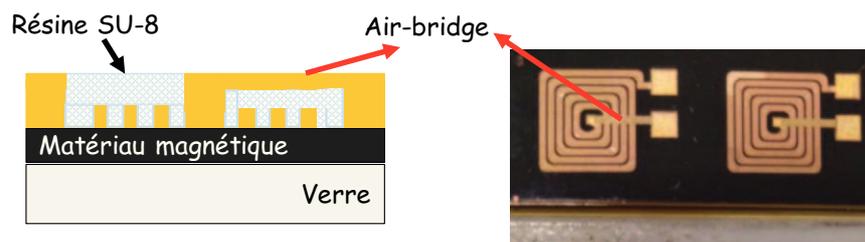


Figure IV.5 : La connexion Air-bridge et le dispositif final réalisé.

I.4 Report de la couche magnétique supérieure

Cette étape concerne uniquement les structures à 2 couches de matériau magnétique. Elle consiste à réaliser la seconde couche magnétique afin de la reporter sur la spirale pour former une inductance à 2 couches magnétiques. Comme précisé dans le chapitre précédent, l'intérêt de la seconde couche de matériau magnétique sur le composant est l'augmentation de sa performance et d'assurer son blindage magnétique. Pour ce faire, nous avons reporté sur les structures à une couche de matériau magnétique déjà fabriquée, une autre couche de matériau magnétique à différentes épaisseurs au-dessus de la spirale. L'usinage de la seconde couche supérieure de matériau magnétique est effectué en respectant les mêmes processus que ceux concernant la préparation de la couche inférieure. Elle consiste à effectuer tout d'abord un collage spécial (en utilisant une colle qui peut être facilement décoller par la suite : Baume du Canada) de la couche de matériau magnétique sur un verre pour faciliter sa manipulation. Puis par des opérations de rodage, polissage et sciage, l'épaisseur et la taille voulue sont obtenues. Enfin, la seconde couche magnétique est décollée du substrat en verre puis reporté directement sur la spirale pour réduire l'entrefer. Une photographie d'une l'inductance à deux couches de matériau magnétique réalisée est présentée sur la figure IV.6.

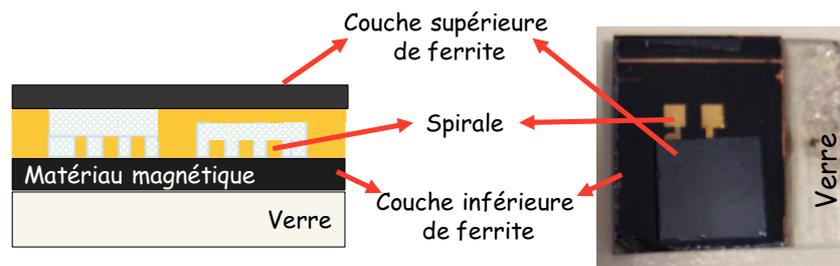


Figure IV.6 : Inductance à 2 couches de matériau magnétique.

II. Résultats de simulation et mesure

Dans ce paragraphe nous présentons les résultats obtenus en simulation et en mesure sur la composante magnétique H_z rayonnée par les inductances planaires intégrées :

- Champ émis par une inductance à air ou sans matériau magnétique ;
- Champ émis par inductance à une couche de matériau magnétique de différentes épaisseurs : de $180\mu\text{m}$ à $1000\mu\text{m}$.
- Champ émis par une inductance à deux couches de matériau magnétique

Nous souhaitons avant tout cela, rappeler d'abord les principaux points du principe de mesure utilisé pour effectuer notre étude.

II.1 Rappel du principe d'étude

Le principe d'étude en simulation et en mesure est identique. Il s'agit d'alimenter la structure étudiée à l'aide d'une source de puissance, d'amplitude et fréquence constante puis de mesurer le champ magnétique rayonné par la structure à différentes distances au-dessus de la structure.

En mesure, le DST (cf. figure IV.8) est alimenté par l'un des ports du VNA qui délivre une puissance « HIGH » constante d'amplitude $5,67\text{mW}$. Cette puissance a été mesurée à l'aide d'un « POWERMETER ». La même source est appliquée en simulation sous HFSS. La fréquence d'étude est de 100MHz .

Pour la mesure du champ rayonné par les structures, la sonde en forme d'une boucle magnétique décrite au chapitre précédent est utilisée. La sonde est branchée au deuxième port du VNA pour la réception du champ mesuré. Le champ mesuré par la sonde correspond à la moyenne des champs se trouvant sur la surface de la boucle. En simulation, le champ calculé est défini en un point (figure IV.7). Pour réaliser une bonne comparaison entre la mesure et la simulation, nous avons établi un programme sur le logiciel Matlab qui permet de calculer à chaque point la

moyenne des valeurs de champ simulées correspondants à la surface de la sonde. Le dessin présenté sur la figure IV.7, permet d'illustrer la méthode de calcul et mesure du champ rayonné par le CST.

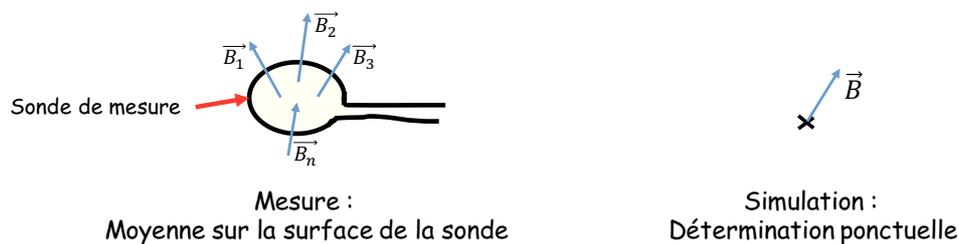


Figure IV.7 : Mesure et calcul du champ rayonné

Plusieurs paramètres de simulation et mesure ont été étudiés dans le but de s'assurer des bonnes conditions d'étude. Par exemple en simulation, nous avons étudié les différents paramètres tels que : les conditions aux limites, les critères de convergence, l'influence de nombre de mailles, les dimensions d'une maille sur les différentes parties de la structure, etc. Le détail de ces études est présenté dans l'annexe de ce manuscrit. En mesure, le paramètre le plus influant est le positionnement avec précision de la sonde au-dessus du composant suivant l'axe z. Une caméra est utilisée en conséquence. Le champ rayonné par les structures est mesuré à différentes hauteurs sur le plan z lorsque le CST est déplacé de -10mm à 10mm sur suivant x avec y égal à 0mm comme indiqué sur la figure IV.8.

La figure IV.8 présente en guise de rappel, le principe d'étude utilisé en mesure et simulation pour la caractérisation du champ magnétique rayonné par des inductances planaires intégrées.

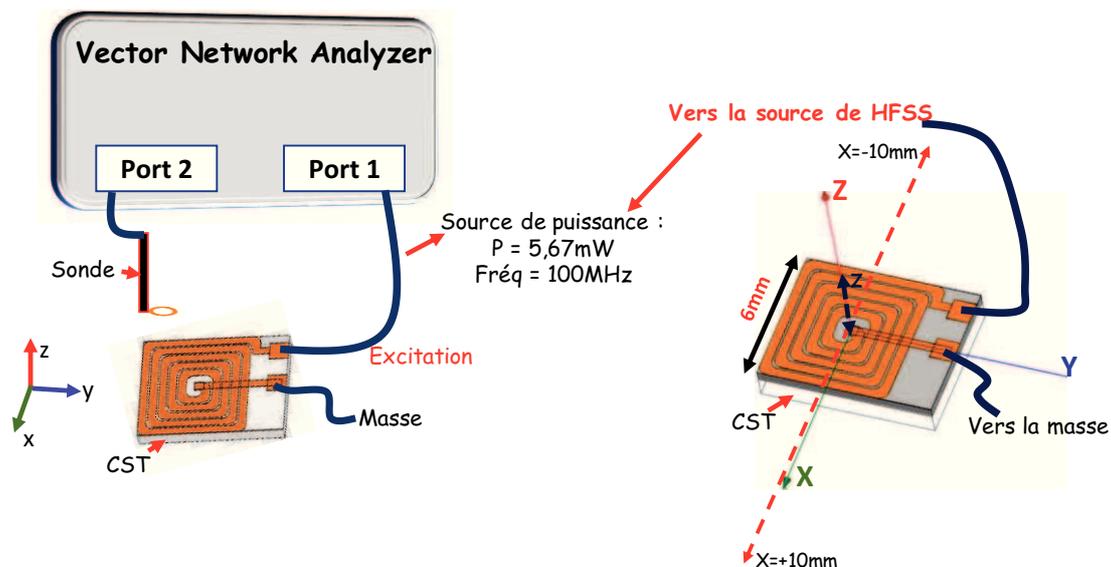


Figure IV.8 : Principe et coordonnées d'étude

II.2 Champ émis par une inductance air

Les résultats présentés dans ce paragraphe concernent l'inductance sans matériau magnétique, pour laquelle, la partie conductrice (spirale) est réalisée directement sur un diélectrique (Alumine). Une image de la structure réalisée est rappelée sur la figure IV.9.

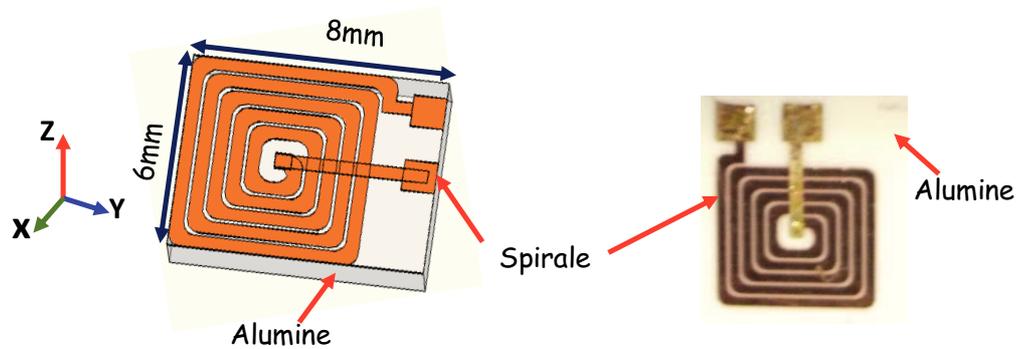


Figure IV.9 : Inductance à air réalisée.

Les résultats de simulation et de mesure pour l'inductance à air sont présentés comme suit : La figure IV.10.a présente l'évolution de l'amplitude de la composante H_z en fonction du déplacement en x lorsque la position en $y = 0\text{mm}$. La mesure est effectuée à une hauteur de 2mm au-dessus de la spirale.

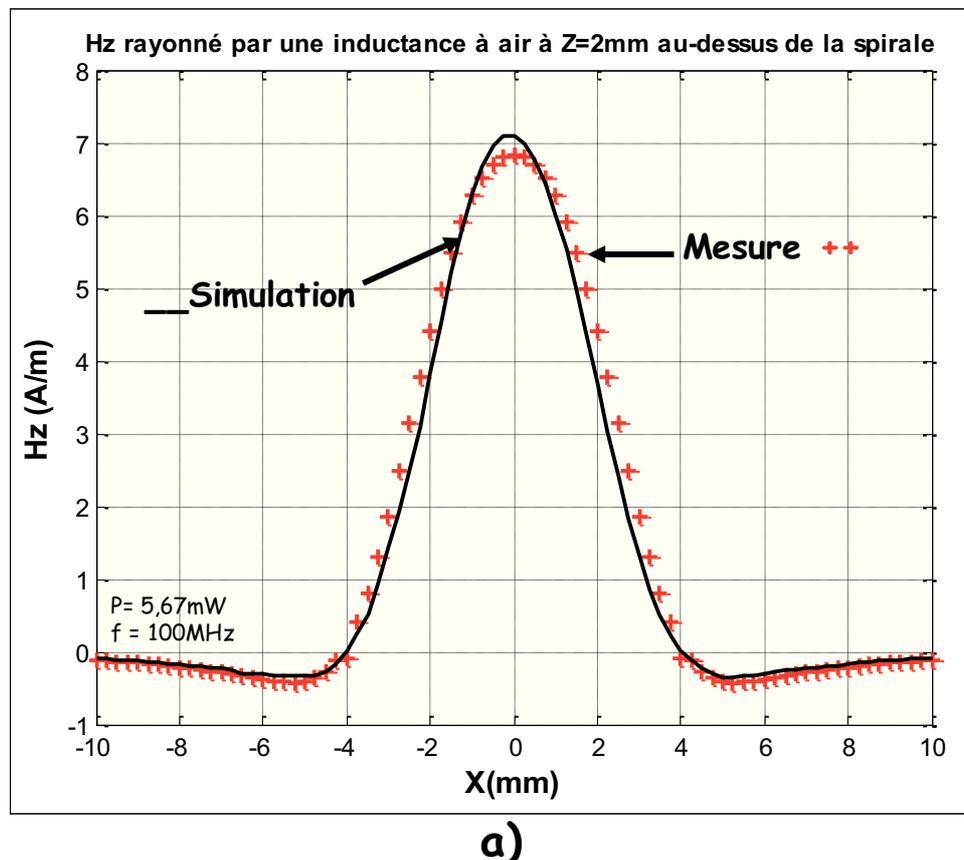


Figure IV.10.a : Champ émis par une inductance à air.

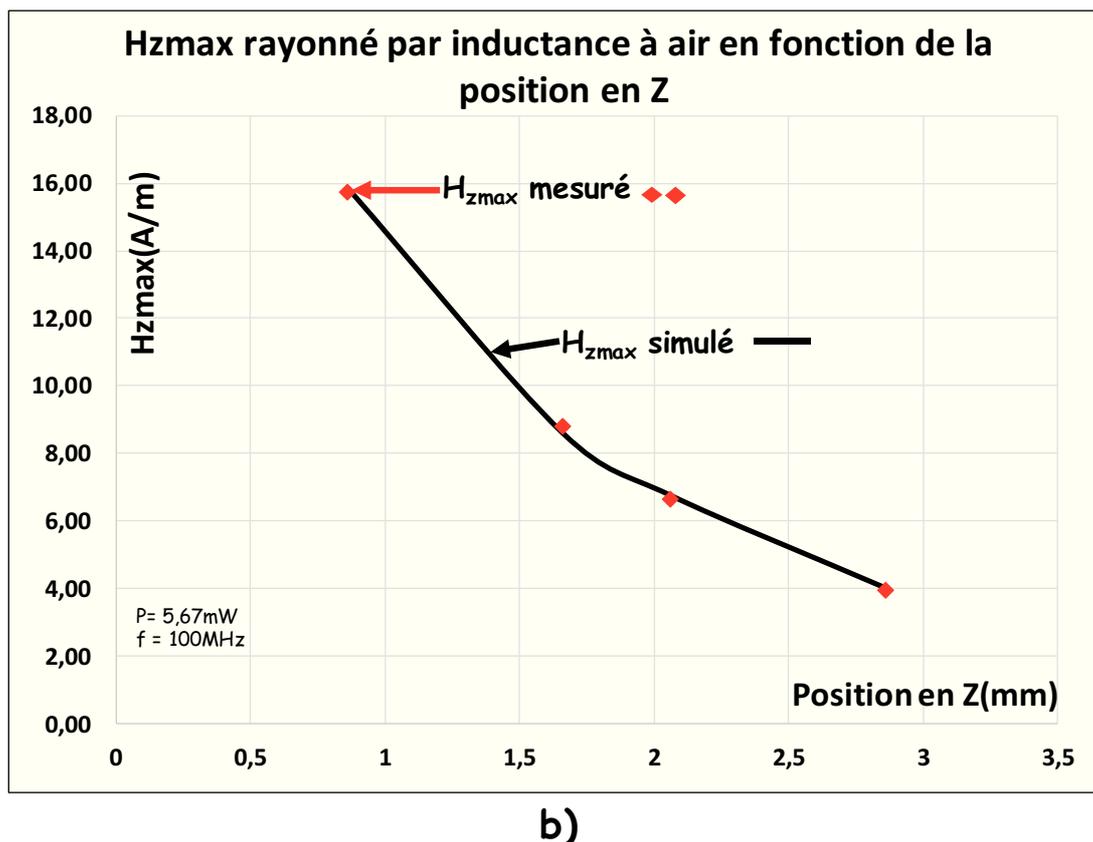


Figure IV.10.b : H_z maximale pour une inductance à air

Nous observons tout d'abord une bonne concordance entre les résultats de mesure et de simulation.

Sur la figure IV.10.a, l'amplitude du champ rayonné par la structure est très élevée au centre de la spirale (*position $x = 0\text{mm}$ et $y = 0\text{mm}$*) et atteint une valeur de $7,02\text{A/m}$. Ceci s'explique par une forte concentration des lignes de champ \vec{H} au centre du composant comme le montre les figures IV.14 ci-après. Cette amplitude décroît progressivement lorsqu'on s'éloigne du centre de la spirale. Nous constatons également qu'en dehors de la spirale (de -3mm à $+3\text{mm}$), l'amplitude du champ rayonné est très faible et varie plutôt dans le sens inverse. En effet, les lignes de champ s'inclinent au fur et à mesure que l'on s'éloigne du centre de la spirale pour se refermer sur la face inférieure. On obtient ainsi une composante H_z positive sur la face supérieure de la spirale et négative sur la face inférieure.

La figure IV.10.b présente l'amplitude maximale de la composante H_z mesurée à différentes hauteurs z . Cette amplitude diminue de façon considérable lorsque la hauteur z augmente. Cette décroissance peut être justifiée également par la loi de Biot et Savart. Nous avons considéré la spirale comme un ensemble des spires carrées concentriques comme le montre la figure IV.12.

Le champ H_z créée par une spire carrée en un point P de l'axe z est déterminé par l'expression IV.1 suivante.

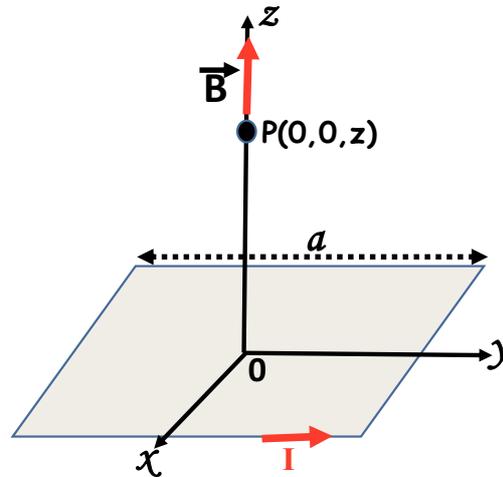


Figure IV.11 : Spire carrée.

$$B = \mu_0 \frac{I}{2\pi} \frac{a^2}{\left[\frac{a^2}{4} + z^2\right] \sqrt{\frac{a^2}{2} + z^2}} \quad \text{IV.1}$$

a : longueur du côté de la spire ;

Z : distance du point P au centre de la spire ;

μ_0 : perméabilité du vide ;

I : courant dans la spire.

Pour calculer le champ de la spirale, cette dernière est assimilée à un ensemble de n spires carrées concentriques parcourues par le même courant I . La figure IV.12 illustre la décomposition de la spirale en plusieurs spires carrées concentriques.

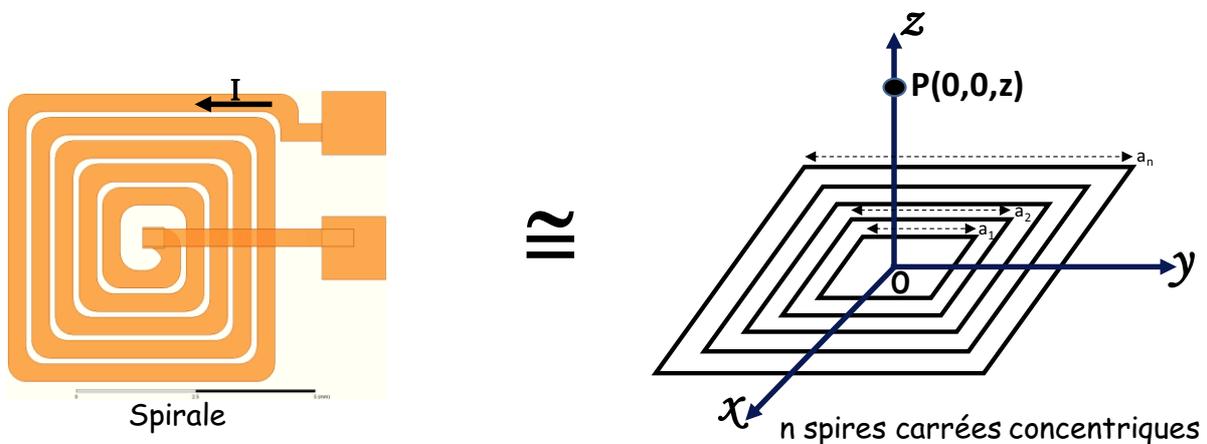


Figure IV.12 : Décomposition de la spirale en plusieurs spires carrées concentriques.

Ainsi, le champ H_z correspond à la somme des champs générés par l'ensemble de n spires.

$$H_z = \sum_{i=1}^n \frac{I}{2\pi} \frac{a_i^2}{\left[\frac{a_i^2}{4} + z^2\right] \sqrt{\frac{a_i^2}{2} + z^2}}$$

Nous présentons sur la figure IV.13, le champ H_z en fonction de z obtenu à partir de la loi de Biot et Savart et celui obtenu à l'aide du simulateur HFSS pour une inductance à air. Ce champ correspond à un courant de 1A.

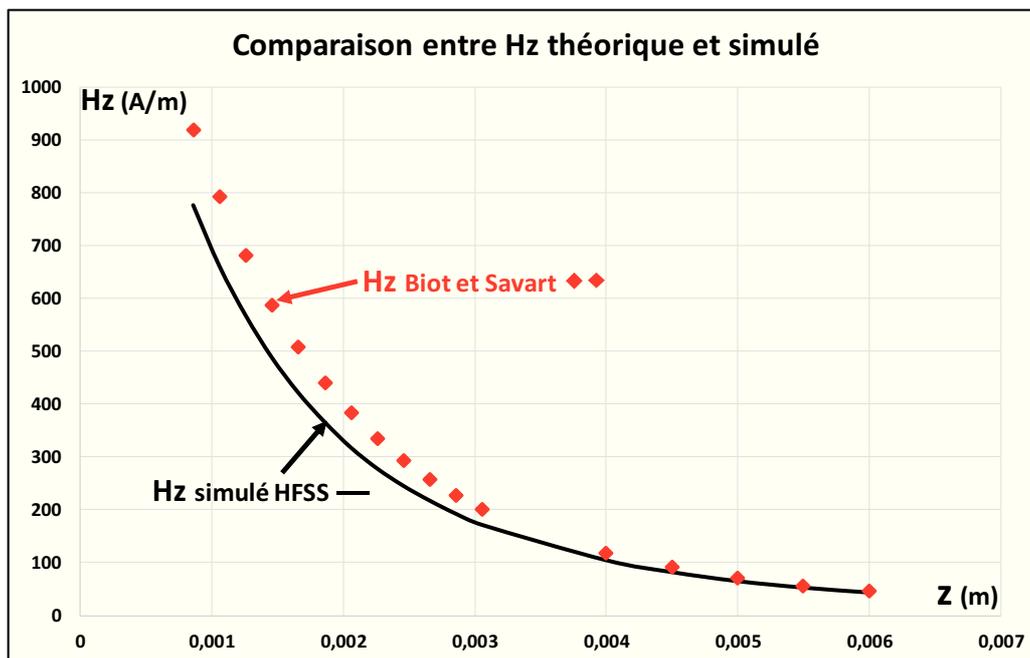
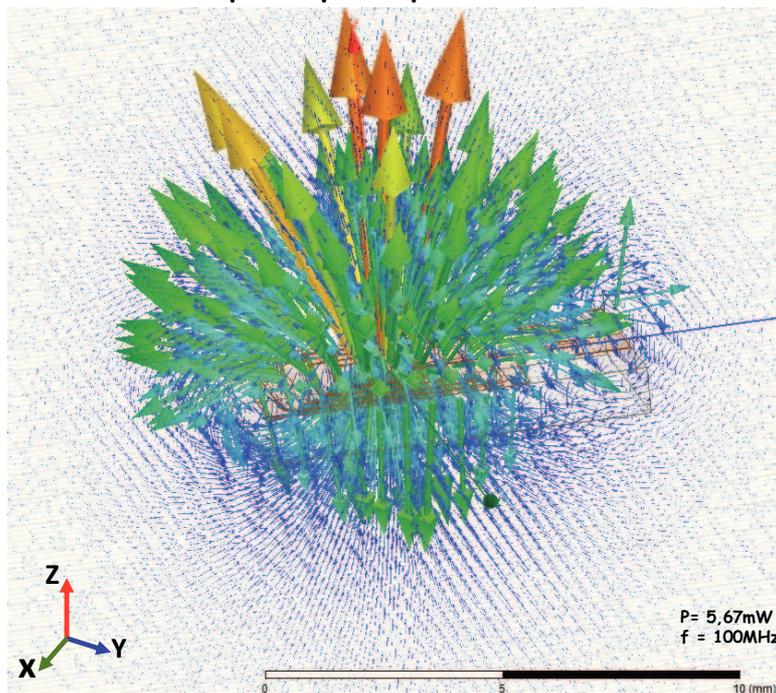


Figure IV.13 : H_z en fonction de z , calculé par la loi de Boit et Savart : spires carrées et par HFSS

Une bonne concordance entre la courbe calculée et simulée est observée. Nous pouvons également constater la décroissance de l'amplitude du champ H_z lorsqu'on s'éloigne de la spirale. Cette décroissance est forte pour les faibles valeurs de z ; c'est-à-dire à proximité immédiate de la spirale. Lors de la mesure, une imprécision sur les faibles valeurs de z conduit à des erreurs significatives sur la valeur de H_z .

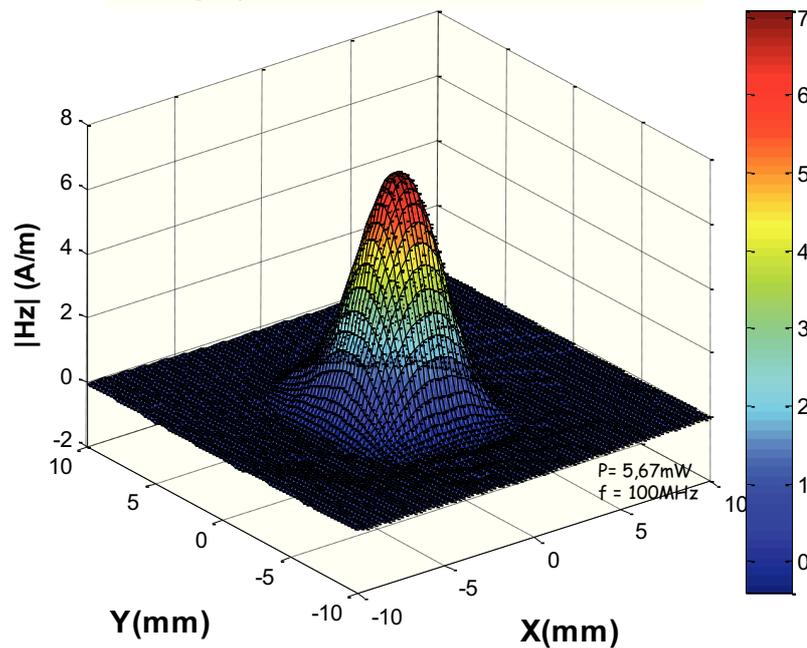
- Sur la figure IV.14, nous présentons les vecteurs champ \vec{H} et la cartographie de l'inductance à air.

Vecteurs champ \vec{H} rayonné par une inductance à air



a)

Cartographie 3D d'une inductance à air



b)

Figure. IV.14 : a) vecteurs champs et b) cartographie d'une inductance à air intégrée.

Nous remarquons sur la figure IV.14.a) que les vecteurs champ \vec{H} au centre de la spirale sont très élevés et se couchent lorsqu'on s'éloigne du centre de la spirale. En dehors de la spirale, les vecteurs champ \vec{H} changent de sens. Nous remarquons pareillement sur la figure IV.14.b

que l'amplitude du champ est maximale au centre de la spirale ($x = y = 0\text{mm}$) et décroît progressivement lorsqu'on s'éloigne du centre de la spirale.

II.3 Champ émis par une Inductance à une couche de matériau magnétique

Dans cette partie nous présentons les résultats obtenus en mesure et simulation pour les inductances constituées d'une couche de matériau magnétique avec différentes épaisseurs. L'épaisseur de la couche magnétique varie de $180\mu\text{m}$ à $1000\mu\text{m}$ dans le but d'étudier son influence sur le champ magnétique rayonné par les structures. Il faut noter que toutes les inductances (quelle que soit l'épaisseur de la couche magnétique) sont alimentées par la même source de puissance d'une valeur de $5,67\text{mW}$ à la fréquence de 100MHz . La perméabilité du matériau magnétique μ_r ainsi sa permittivité ϵ_r sont également constante et respectivement égale à 45 et 15. Le matériau magnétique utilisé est un ferrite : Yttrium Iron Granet (YIG).

Il faut également rappeler que pour les structures à une couche de matériau magnétique, la spirale (partie conductrice) est réalisée sur la couche magnétique comme le montre la figure IV.15.

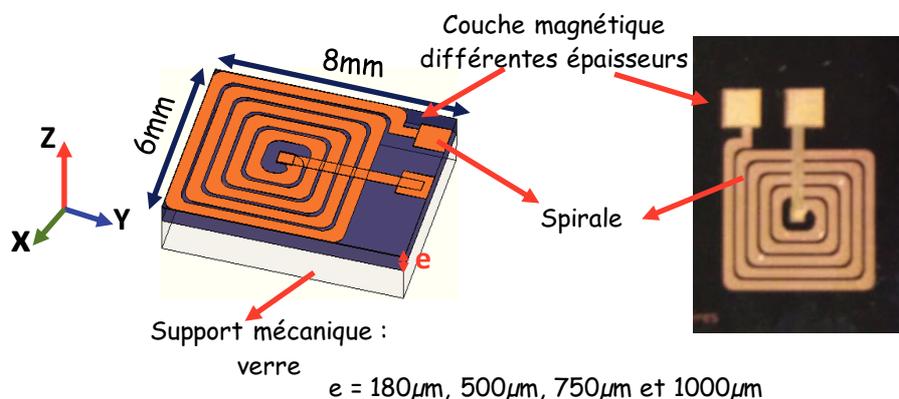


Figure IV.15 : Inductance à une couche de matériau magnétique étudiée.

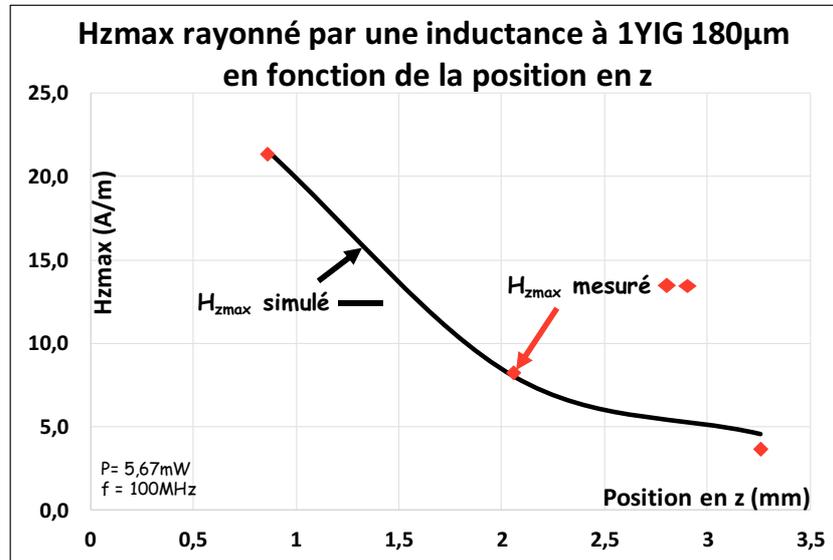
Nous présentons également pour ces structures, les valeurs de H_{zmax} lorsque la hauteur de mesure est variable et l'évolution de H_z lorsque la mesure est effectuée à la hauteur de 2mm en fonction du déplacement en x lorsque $y = 0\text{mm}$.

II.3.1 H_{zmax} fonction de la hauteur de mesure

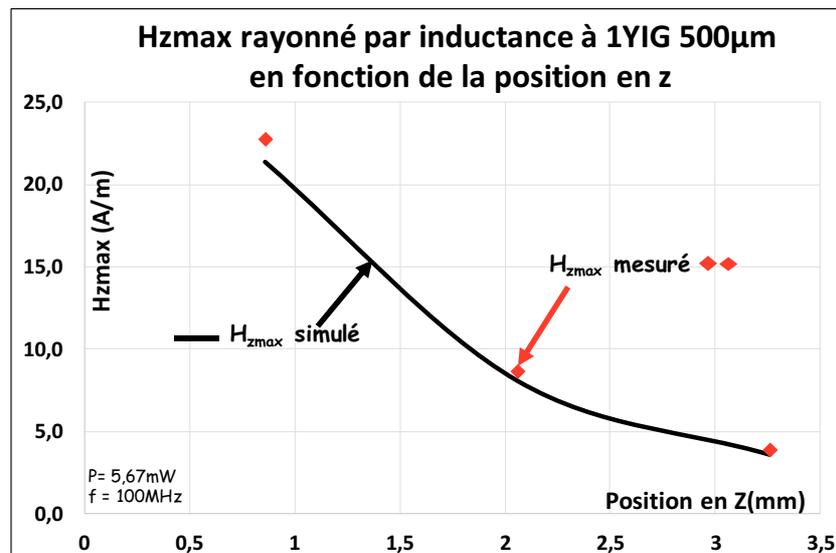
Les figures IV.16 présentent les composantes H_{zmax} simulées et mesurées en fonction de différentes hauteurs de mesure. Ces mesures sont effectuées sur plusieurs structures :

- 1YIG_180 μm : Pour l'inductance à une couche magnétique d'épaisseur $180\mu\text{m}$;

- 1YIG_500 μm : Pour l'inductance à une couche magnétique d'épaisseur 500 μm ;
- 1YIG_750 μm : Pour l'inductance à une couche magnétique d'épaisseur 750 μm ;
- 1YIG_1000 μm : Pour l'inductance à une couche magnétique d'épaisseur 1000 μm ;



a)



b)

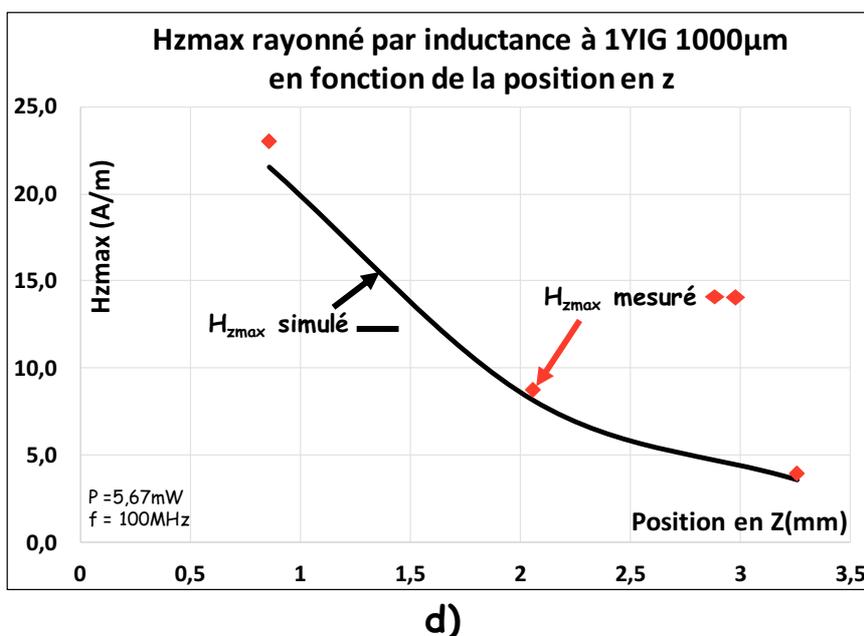
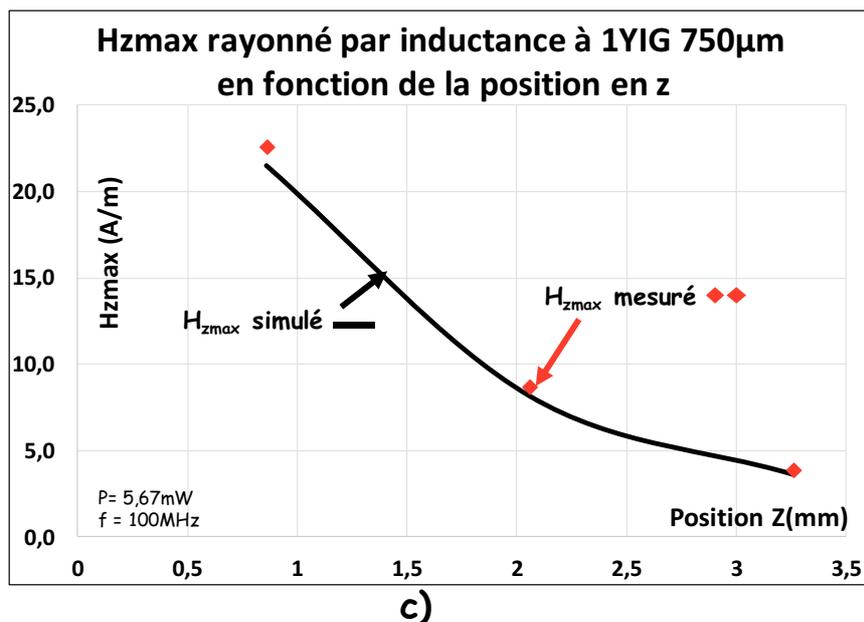


Figure IV.16 : H_{zmax} rayonné par une inductance à une couche magnétique : a) épaisseur $180\mu\text{m}$, b) épaisseur $500\mu\text{m}$, c) épaisseur $750\mu\text{m}$ et d) épaisseur $1000\mu\text{m}$

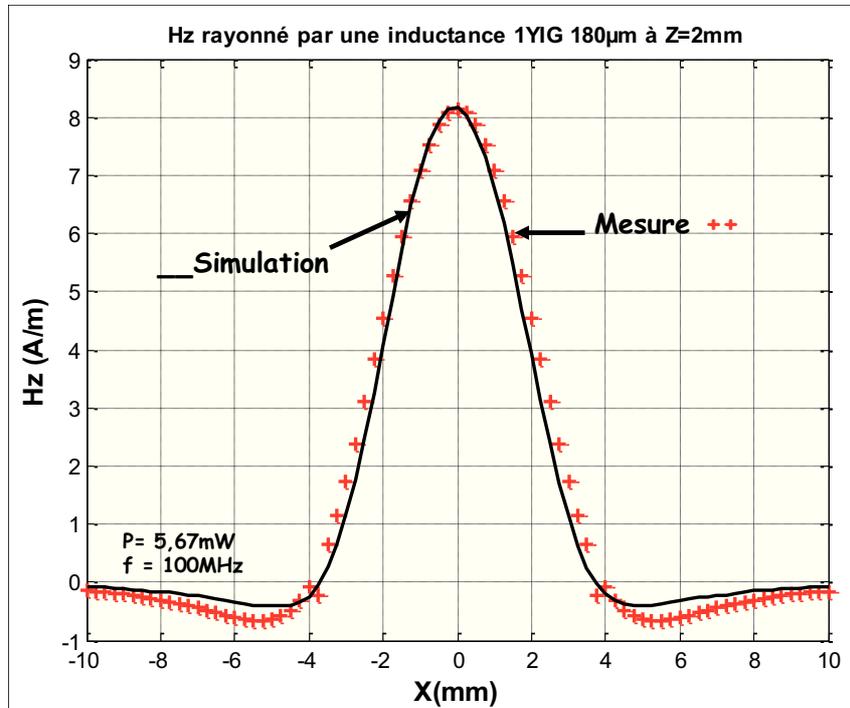
On observe une très bonne corrélation entre les champs H_{zmax} simulés et mesurés. Le léger écart entre résultats de simulation et résultats de mesure est sans doute dû à de multiples causes :

- Imprécision sur le positionnement de la sonde de mesure sur la spirale ;
- Imprécision sur la détermination du facteur d'antenne de la sonde ;
- Imprécision de l'appareil de mesure.

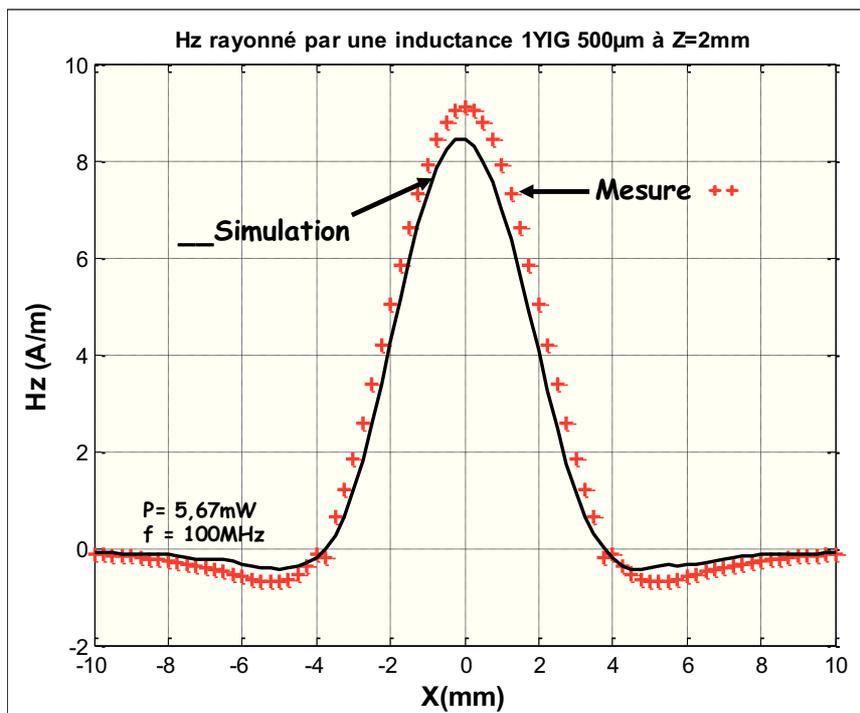
Nous constatons sur les 4 figures (fig IV.16.a.b.c.d) que la composante H_z est très élevée lorsqu'on est très proche de la spirale et décroît rapidement lorsqu'on s'éloigne à l'image du champ H_z d'une inductance à air.

II.3.2 H_z rayonné par les inductances à une couche magnétique

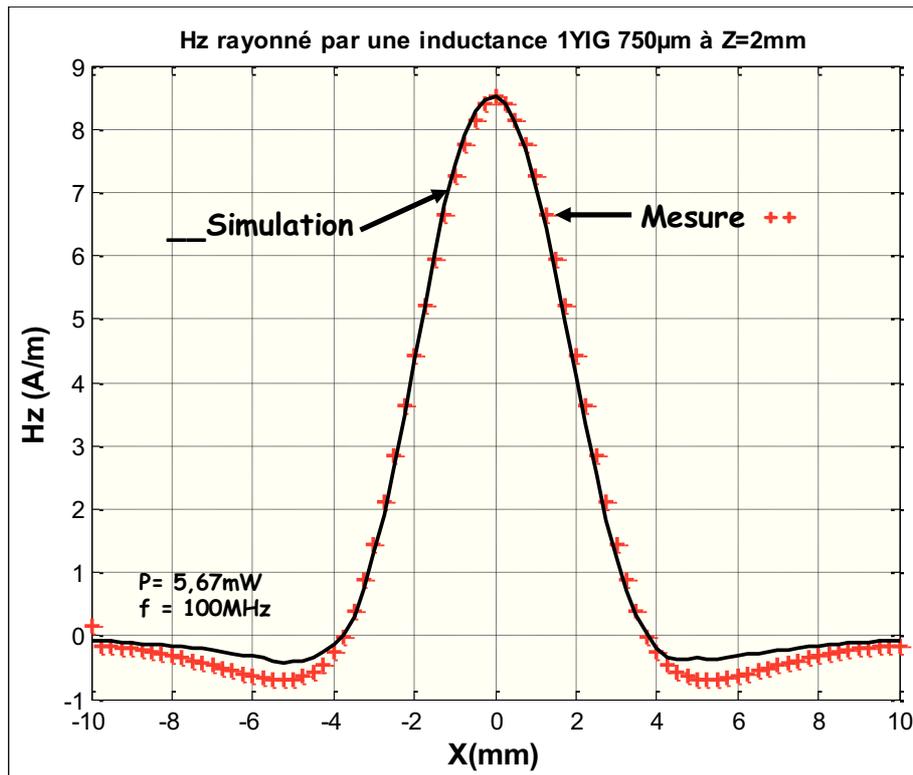
Les figures IV.17 ci-après, présentent les courbes de H_z simulés et mesurés lorsque le DST est déplacé suivant l'axe x sur une distance de -10mm à +10mm pour $y = 0mm$ par une inductance à une couche de matériau magnétique avec différentes épaisseurs. La hauteur de mesure en z est de 2mm au-dessus de la spirale.



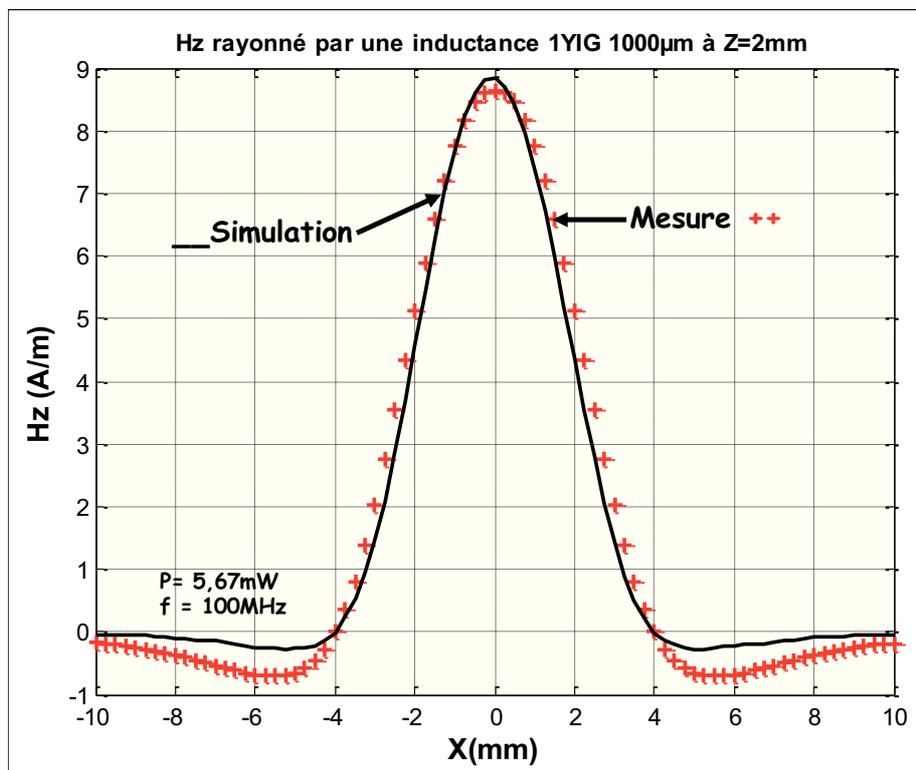
a)



b)



c)



d)

Figure IV.17 : H_z rayonné par inductance à une couche magnétique : a) épaisseur 180µm, b) épaisseur 500µm, c) épaisseur 750µm et d) épaisseur 1000µm.

Nous observons une très bonne corrélation entre les courbes de H_z simulé et mesuré quelle que soit l'épaisseur de la couche de matériau magnétique.

L'excitation des inductances étudiées étant effectuée avec la même puissance ($P = 5,67\text{mW}$) et sachant que le champ \vec{H} ne dépend que du courant, une excitation avec la même puissance de la source excitatrice ne permet pas de comparer les résultats des différentes structures présentant des impédances différentes dues aux différentes épaisseurs de matériau magnétique. Car, l'impédance des structures change lorsque l'épaisseur de la couche magnétique change aussi. En présence d'une couche de matériau magnétique, le flux généré par l'inductance augmente et se traduit également par l'augmentation de la valeur de l'inductance L de la structure. Ainsi, pour pouvoir réaliser une comparaison pertinente entre le champ magnétique rayonné par les structures à différentes épaisseurs de couche magnétique, il est indispensable de normaliser le champ rayonné par ces structures au même courant. Nous avons déterminé le courant circulant dans chaque structure en simulation à l'aide de la méthode que nous avons développée et décrite dans le chapitre précédent. Ainsi, le champ rayonné par les structures est normalisé en utilisant l'expression (IV.3) suivante.

$$H_{z \text{ normalisé}} = \frac{H_{z \text{ mesuré}}}{I_{\text{calculé}}} * 1A \quad \text{IV. 3}$$

Ce qui revient à déterminer le champ rayonné par un courant de 1A.

Nous présentons dans le paragraphe II.4 suivant la comparaison du champ magnétique rayonné par des inductances planaires intégrées lorsque l'épaisseur de la couche magnétique est variable.

II.4 Influence de l'épaisseur de la couche magnétique sur le champ émis

La Figure IV.18 ci-après, compare les composantes H_z normalisées obtenues en mesure et simulation pour une inductance sans matériau magnétique et pour des inductances avec une couche de matériau magnétique à différentes épaisseurs. Nous indiquons également la valeur de l'inductance L pour chaque structure afin de montrer l'influence de l'épaisseur de la couche magnétique et le changement d'impédance du composant lorsque l'épaisseur de la couche magnétique change. Il faut noter que ce champ normalisé, correspond à un courant de 1A. Nous remarquons tout d'abord, qu'avec la présence de la couche de matériau magnétique, l'amplitude du champ rayonné a augmenté par rapport à celui d'une inductance à air. La valeur maximale du champ H_z normalisé passe de 350A/m à 520A/m pour une épaisseur de 180 μm et à 650A/m

Remarque : Il faut aussi noter que vu la valeur de ϵ_r et de μ_r du matériau magnétique utilisé, des effets capacitifs peuvent également apparaître au voisinage de la première fréquence de résonance du composant. Dans de nombreux cas, la limite d'utilisation ou de fonctionnement d'une inductance n'est pas définie par la fréquence de résonance mais par les pertes (fer et cuivre) dans le composant [6]. Cependant, dans certains cas particuliers, l'utilisation du matériau magnétique à forts ϵ_r et μ_r , peuvent conduire à des fréquences de résonance basses limitant le domaine d'utilisation du composant. Toutefois, la fréquence retenue pour notre cas (100MHz) est inférieure à la fréquence de résonance ; donc l'impact de ces effets capacitifs n'ont pas fait l'objet d'une longue étude dans ce travail. Nous présentons à titre d'exemple dans la figure IV.19 ci-après les courbes d'impédance Z_{11} simulé et mesuré pour une inductance à une et deux couches de matériau magnétique. Les mesures ont été effectuées à l'aide d'un impédancemètre sur la bande de fréquence de 40Hz à 110MHz. Nous observons sur les 2 figures que la fréquence de résonance des composants n'est pas encore atteinte. Un léger écart entre la courbe de Z_{11} simulé et mesuré pour la structure à 2 couches de matériau magnétique peut être remarqué. Cet écart peut être dû aux erreurs de mesures et à l'entrefer dont on ne maîtrise pas très-bien la valeur.

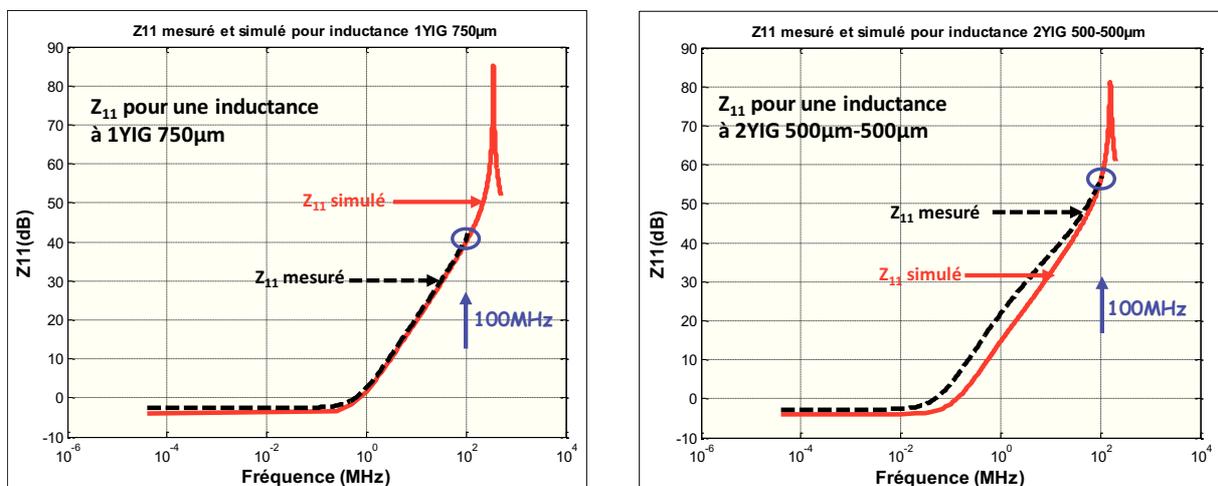


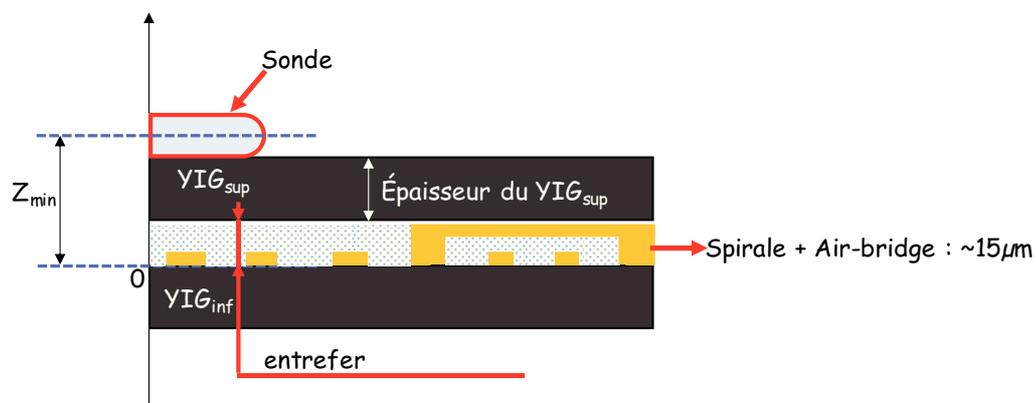
Figure IV.19 : Impédance Z_{11} des structures à une et deux couches de YIG.

II.5 Champ émis par une Inductance à deux couches de matériau magnétique et blindage du composant

Pour les structures à 2 couches, la spirale est prise en sandwich entre 2 couches magnétiques. Nous appellerons par la suite la couche magnétique reportée sur la spirale : couche magnétique supérieure ou « YIG_{sup} » et celle qui est en-dessous de la spirale : couche

magnétique inférieure ou « YIG_{inf} ». Différentes épaisseurs de couches magnétiques supérieure et inférieure ont été réalisées dans le but d'étudier l'influence de l'épaisseur de la couche magnétique supérieure sur le blindage du composant. Nous présentons dans ce paragraphe les résultats simulés et mesurés de la composante H_z non normalisée lorsque l'épaisseur de la couche magnétique inférieure est constante égale à 500 μm et celle de la couche magnétique supérieure variable de 500 μm à 1000 μm .

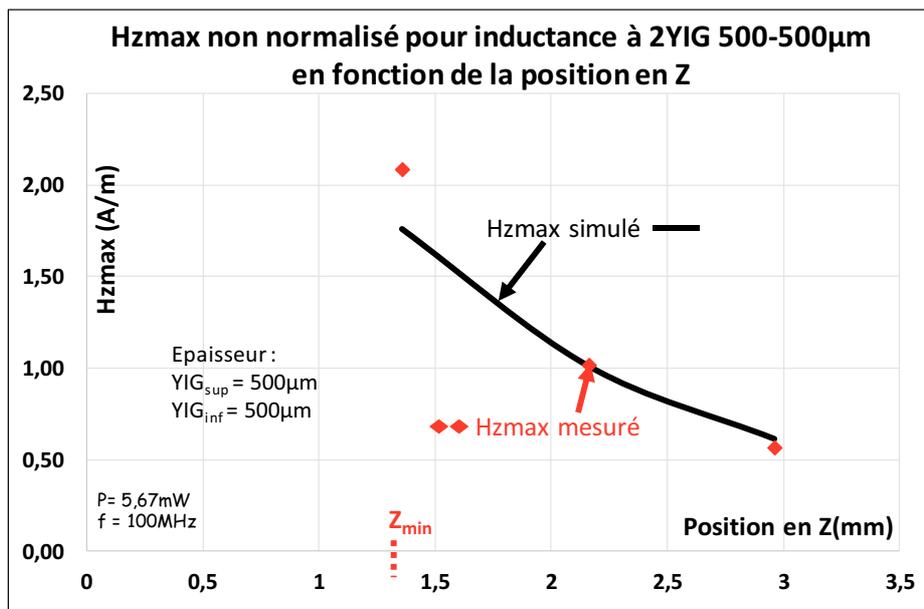
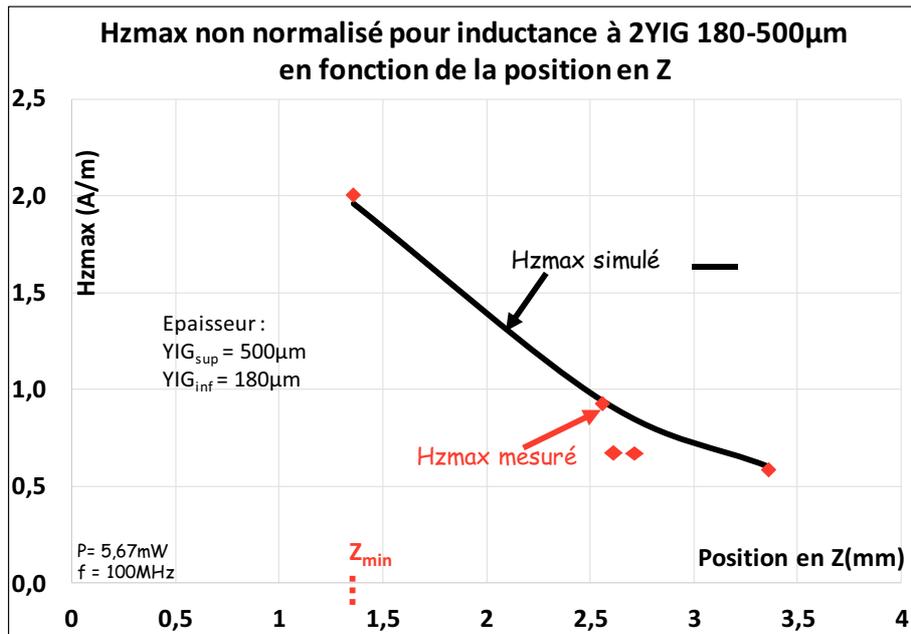
Pour ces structures, la hauteur z_{min} mesurable dépend de l'épaisseur de la couche magnétique supérieure (figure IV.20). Elle correspond au contact de la sonde avec la couche magnétique supérieure déposée sur la spirale et non au contact direct avec la spirale comme pour les structures à air et avec une couche de matériau magnétique. Pour ces structures à 2 couches de matériau magnétique, nous avons fait tangenter la sonde de mesure sur le plan z jusqu'à son contact avec la couche magnétique supérieure. Etant donné que la couche magnétique supérieure est juste reportée sur la spirale, il existe un entrefer non négligeable de quelques dizaines de micromètres. En simulation, cet entrefer doit être pris en compte car il modifie directement la hauteur de mesure. Le dessin de la figure IV.20 ci-après, illustre la hauteur z_{min} pour la mesure de H_z rayonné par une inductance à deux couches.



$$Z_{\text{min}} = \text{Entrefer} + \text{Épaisseur YIG}_{\text{sup}} + \frac{1}{2} (\text{épaisseur de la sonde})$$

Figure IV.20 : Z_{min} pour les structures à 2 couches de YIG.

Nous présentons dans un premier temps sur la figure IV.21, les amplitudes maximales de la composante H_z à différentes hauteurs z .



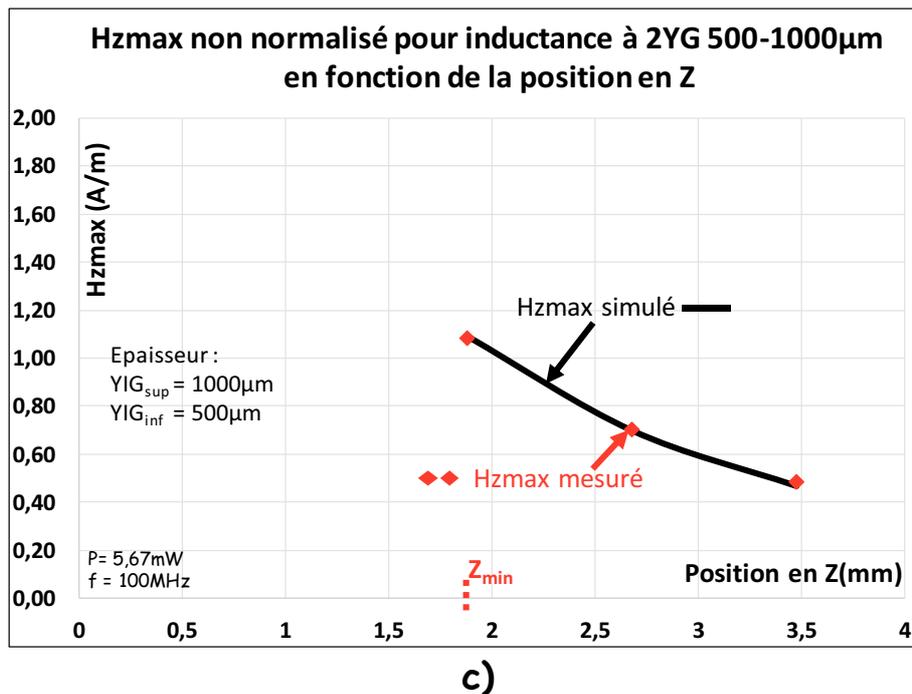


Figure IV.21 : H_{zmax} non normalisé pour une inductance à 2 couches de matériau magnétique

Nous observons une bonne corrélation entre les courbes de H_{zmax} simulée et mesurée. Un léger écart, entre la courbe de H_{zmax} simulé et mesuré pour la structure 2YIG 500-500µm, peut être remarqué au point z_{min} . Il peut être dû soit à un mauvais positionnement de la sonde, à un entrefer mal maîtrisé ...

Sur la figure IV.22, nous présentons l'évolution de la composante H_z non normalisé simulé et mesuré lorsque le composant est déplacé de -10mm à 10mm sur l'axe x à $y = 0mm$. La hauteur de mesure est fixée à $z = 2mm$ au-dessus du CST. Toutes les structures sont alimentées par la même puissance de 5,67mW en mesure tout comme en simulation. Dans le paragraphe suivant, nous présentons l'influence de la couche magnétique supérieure sur le champ H_z normalisé et l'effet de blindage du composant.

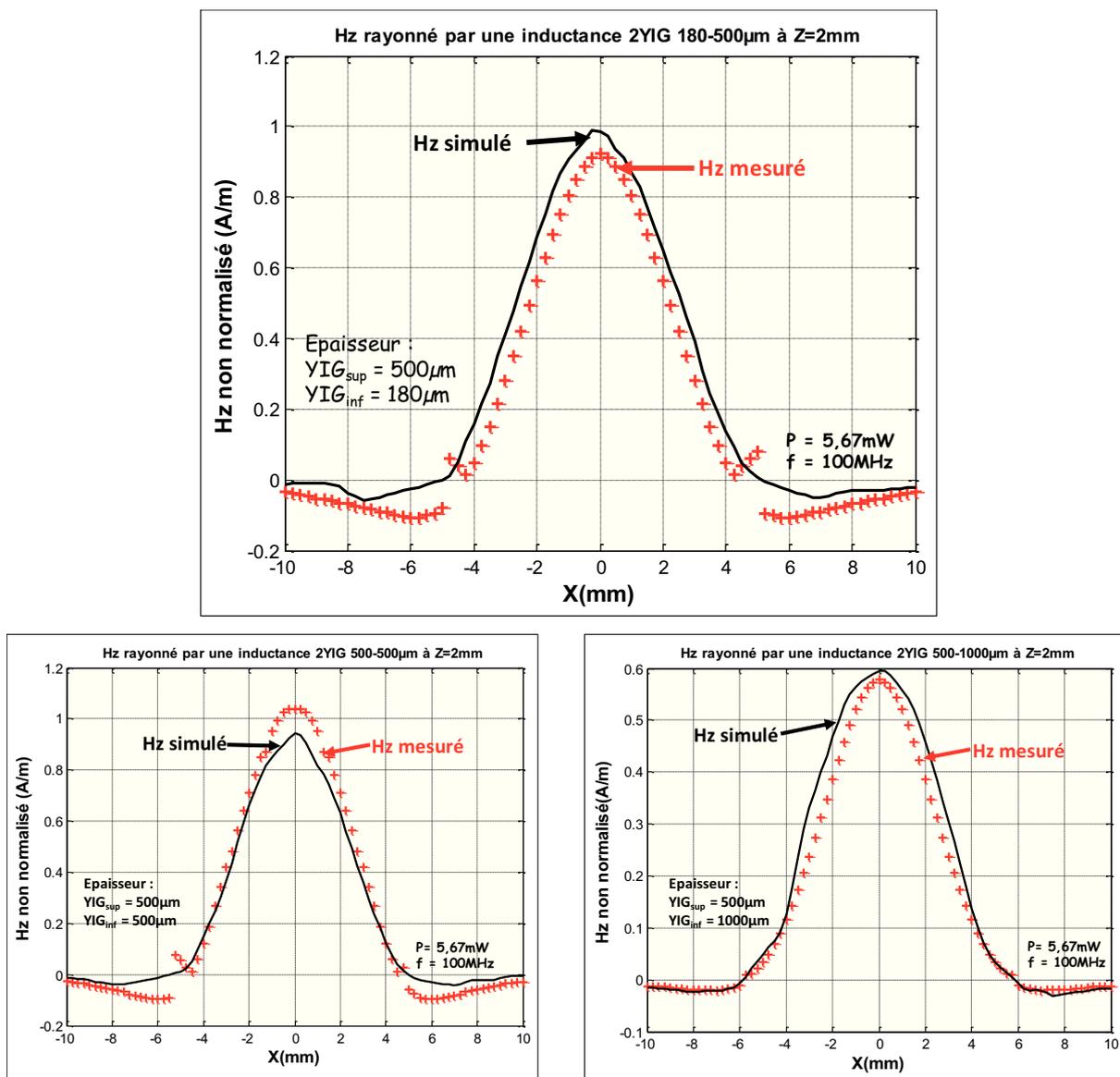


Figure IV.22 : H_z non normalisé rayonnée à $z = 2\text{mm}$ pour inductance à 2 couches de magnétique.

Il convient de noter la bonne concordance des résultats obtenus entre simulation et mesure.

II.6 Influence de l'épaisseur de la couche supérieure du matériau magnétique et blindage du composant

Dans le but de comparer les champs H_z rayonnés par des composants différents ou présentant des impédances différentes, il est impératif de normaliser les champs comme indiqué au paragraphe II.3. Nous comparons dans ce paragraphe les courbes du champ H_z simulé et mesuré pour les inductances à deux couches de matériau magnétique avec $YIG_{\text{inf}} = 500\mu\text{m}$ et YIG_{sup} variable. Ces résultats sont comparés avec le champ H_z rayonné par l'inductance à une couche de matériau d'épaisseur $500\mu\text{m}$. Nous évaluons également dans ce paragraphe la

contribution de la couche magnétique supérieure sur la canalisation des lignes champs et définissons un facteur de mérite.

II.6.1 Influence de l'épaisseur de la couche magnétique supérieure sur le blindage du composant.

Nous présentons sur la figure IV.23 ci-après, l'influence de l'épaisseur de la couche magnétique supérieure sur le blindage du composant. Ainsi nous comparons le champ normalisé \vec{H}_{nor} rayonné par une inductance à une couche de matériau magnétique dont l'épaisseur est de $500\mu\text{m}$ (1YIG $500\mu\text{m}$) avec le champ \vec{H}_{nor} rayonné par une inductance à deux couches magnétiques pour différentes épaisseurs de la couche magnétique supérieure (2YIG $500\text{-}500\mu\text{m}$ et 2YIG $500\text{-}1000\mu\text{m}$). Ici, le champ rayonné par ces structures (*une et 2 couches*) est normalisé et correspond au champ d'un courant de 1A. Nous rappelons que le champ H_z est déterminé à la distance de 2mm au-dessus du composant. Nous remarquons tout d'abord la bonne concordance entre les résultats de simulation et les résultats de mesure. Nous remarquons également qu'en présence d'une couche de matériau magnétique sur la spirale, un blindage du composant est observé. Avec une épaisseur de $500\mu\text{m}$ du YIG_{sup}, le champ rayonné est atténué de 50%. Lorsque l'épaisseur de la couche supérieure est de $1000\mu\text{m}$, nous observons une atténuation plus importante. Le blindage de l'inductance dépend de l'épaisseur de la couche magnétique supérieure mais pas uniquement. Il peut aussi dépendre de la perméabilité relative μ_r du matériau magnétique et/ou également du rapport entre l'épaisseur du matériau magnétique et la perméabilité relative μ_r . Ainsi, nous présentons dans les paragraphes suivants une étude montrant l'influence de la perméabilité μ_r et la contribution de l'épaisseur de la couche supérieure sur le blindage du composant et sur l'efficacité de blindage de la couche magnétique supérieure.

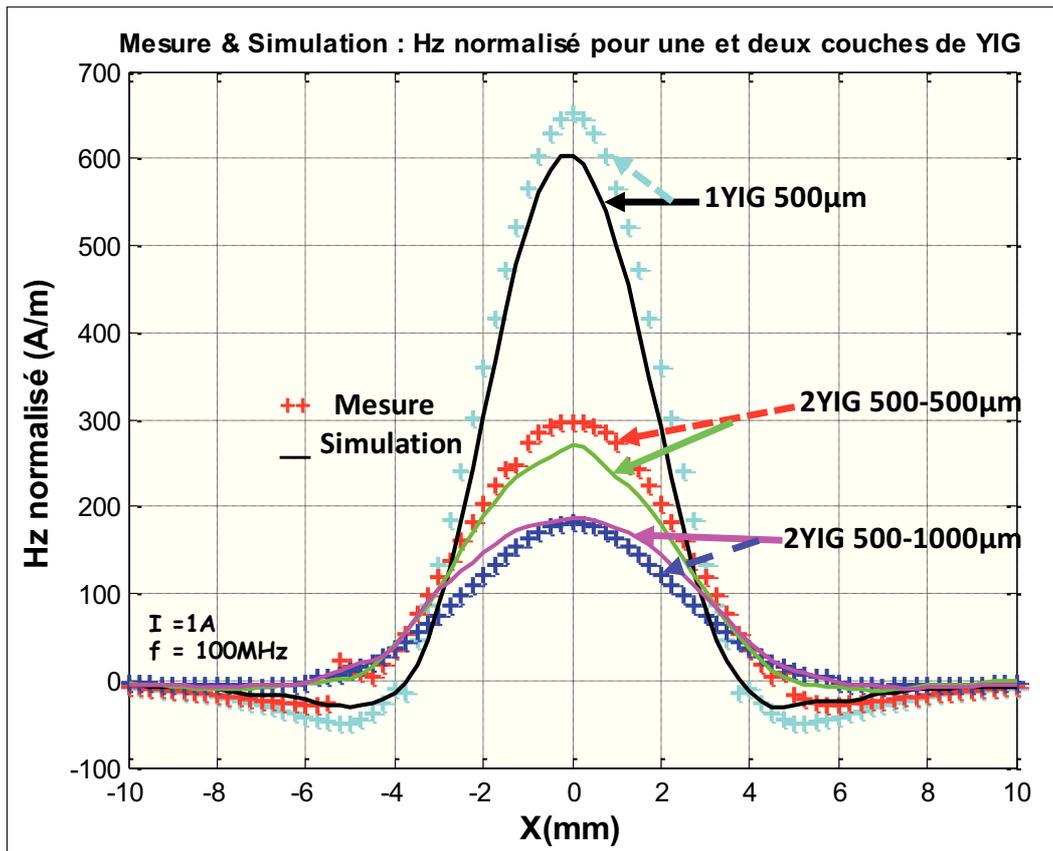


Figure IV.23 : Effet de blindage magnétique du composant.

II.6.2 Contribution de la couche supérieure

Le report de la couche de matériau magnétique sur la spirale permet d'une part d'obtenir une grande valeur d'inductance L et d'autre part de canaliser les lignes de champ rayonné et d'assurer le blindage du composant. Pour montrer l'effet de la couche magnétique supérieure sur la canalisation des lignes de champ, la figure IV.24 compare les champs H_z normalisés au niveau de la spirale ($z=0mm$) pour les 3 types d'inductances (à air, à une couche et à 2 couches). Il s'agit de la valeur H_z normalisée obtenue par simulation.

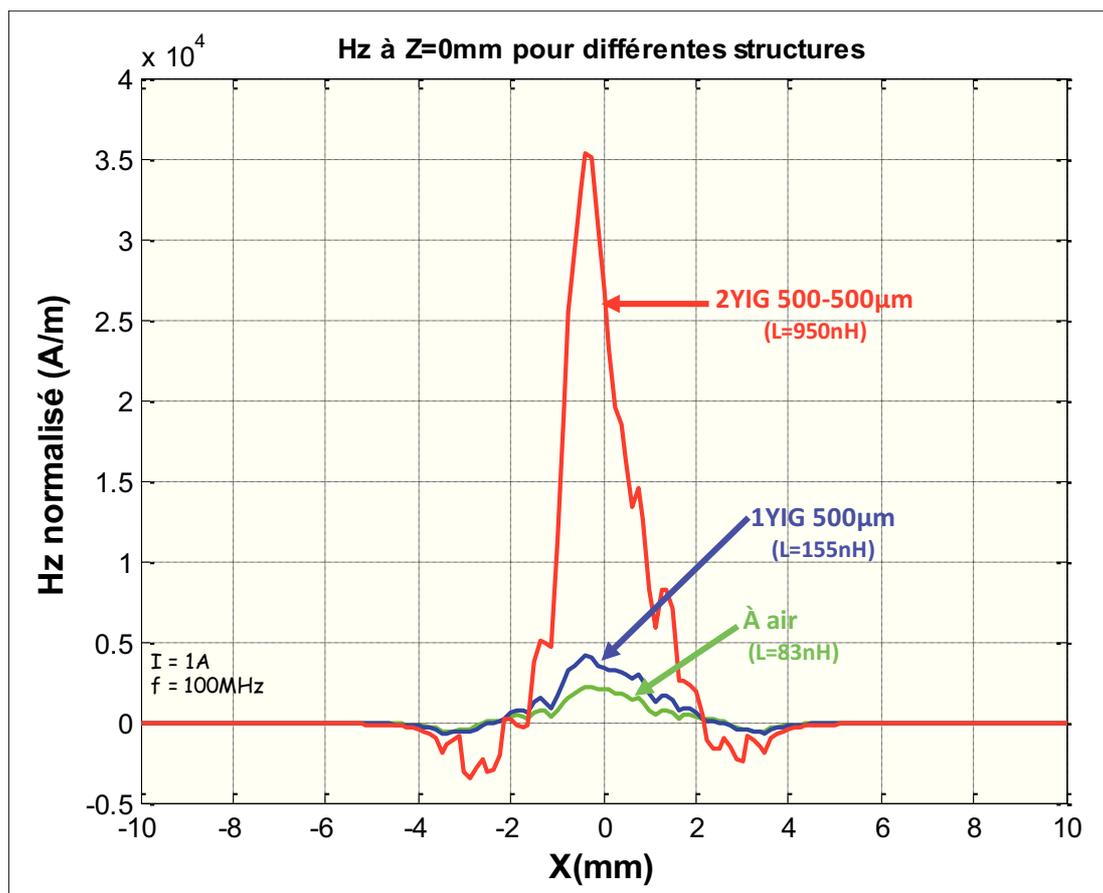


Figure IV.24 : H_z à zéro millimètre au-dessus de la spirale

Nous constatons que le champ H_z interne pour la structure à 2 couches est très élevé par rapport à celui de l'inductance à air et une couche. On observe ici l'influence du matériau magnétique et plus particulièrement des deux couches qui permettent d'augmenter fortement le champ magnétique. Cette augmentation peut atteindre μ_r pour des épaisseurs suffisantes de matériau magnétique et sans entrefer significatif.

Ainsi, lorsqu'on compare le champ H_z à l'intérieur et à l'extérieur d'une inductance à deux couches de matériau magnétique sur la figure IV.25, nous remarquons que le champ H_z externe est très inférieur au champ interne (c'est-à-dire H_z à 0mm au-dessus de la spirale en présence de la seconde couche de YIG bien sûr). Ceci illustre la forte canalisation des lignes de champ par la seconde couche du matériau magnétique reportée sur la spirale et l'effet de blindage du composant.

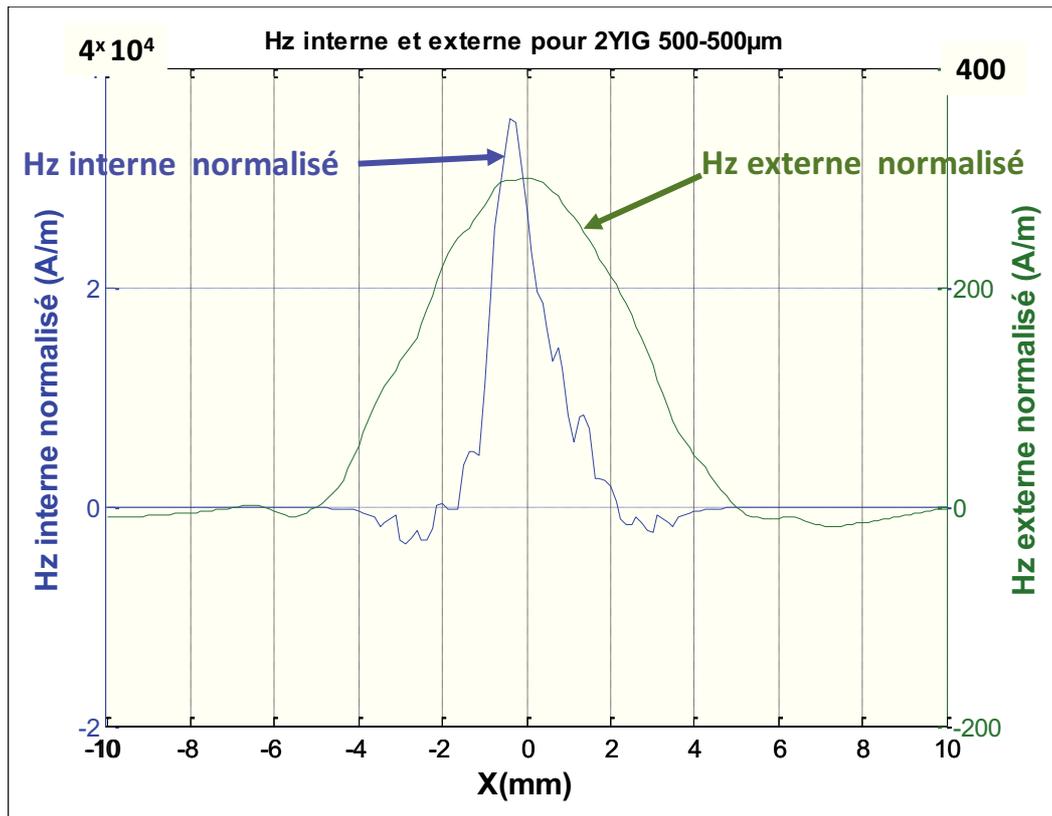


Figure IV.25 : H_z interne et externe pour une inductance à deux couches de YIG

II.6.3 Facteur de mérite

Pour évaluer la contribution de la couche de matériau magnétique, nous définissons un facteur de mérite. Celui-ci est calculé comme le rapport entre la valeur de l'inductance L et la valeur maximale de la composante $H_{z \max \text{ nor}}$ déterminée pour un courant de 1A.

$$F = \frac{L}{H_{z \max \text{ nor}}} \quad \text{IV.4}$$

Le tableau ci-après présente le facteur de mérite calculé pour les différents composants étudiés.

Structure étudiée	Hz normalisée	Inductance L à $f=100\text{MHz}$	Facteur de mérite (nH/A.m^{-1})
Inductance à air	350 A/m	83nH	0,23
1YIG 180 μm	550A/m	143nH	0,26
1YIG 500 μm	600A/m	155nH	0,25
1YIG 750 μm	620A/m	158nH	0,25
1YIG 1000 μm	660A/m	169nH	0,25

2YIG_180µm-500µm	210A/m	718nH	3,40
2YIG_500µm - 500µm	205A/m	950nH	3,60
2YIG_500µm - 1000µm	146A/m	1094nH	7,50

Tableau : Facteur de mérite.

Le facteur de mérite met en évidence et permet de chiffrer l'intérêt du matériau magnétique. Pour une inductance à air, on obtient une valeur de $L = 83\text{nH}$ et un champ $H_{z \text{ max nor}} = 350\text{A/m}$ soit un facteur de mérite de 0,23 alors que pour une inductances deux couches 500-1000µm, la valeur de L est multipliée par 13 ($L = 1094\text{nH}$) et le champ $H_{z \text{ max nor}}$ est divisé par plus de 2 (146A/m) soit un facteur de mérite de 7,5. Ainsi, le rapport entre augmentation de la valeur de L sur la diminution de champ H_z atteint $F = \frac{7,50}{0,23} = 33$.

II.7 Influence de la perméabilité du matériau magnétique sur le blindage du composant

Après avoir validé nos résultats de simulation par des mesures expérimentales, nous avons effectué une étude en simulation sur l'influence de la perméabilité relative μ_r du matériau magnétique sur le champ rayonné et sur le blindage magnétique du composant. Cette étude est effectuée sur des structures à une couche et deux couches.

II.7.1 Influence de μ_r sur le champ H_z rayonné par inductance à une couche

Nous avons fait varier la perméabilité relative de la couche magnétique de 1 à 1000. Les autres paramètres de simulation tels que la fréquence (100MHz), la puissance d'excitation (5,67mW), la permittivité relative du matériau magnétique (15) ainsi que la hauteur de mesure du champ ($z = 2\text{mm}$) sont restées inchangés. L'unique paramètre qui varie dans cette étude est la perméabilité μ_r du matériau magnétique.

Sur la figure IV.26, nous présentons les courbes de la composante H_z obtenue en simulation à $z = 2\text{mm}$ pour l'inductance à une couche d'épaisseur 180µm (1mat_mag_180µm). Nous remarquons que lorsque la perméabilité relative μ_r est variable de 1 à 500, l'amplitude du champ rayonné a également augmenté ainsi que la valeur de l'inductance L. Mais au-delà de la valeur de 500, l'amplitude du champ ne varie plus ainsi que la valeur de l'inductance L aussi. Cette stagnation est dû à une canalisation quasi-totale de toutes les lignes de champ par la couche magnétique d'épaisseur 180µm lorsque la valeur de sa perméabilité relative est très élevée. Ainsi, nous pouvons conclure que lorsque la quasi-totalité des lignes de champ sont canalisées,

un matériau magnétique d'une perméabilité élevée n'apporte plus rien. Ce qui explique la stagnation de la valeur de l'inductance L lorsque la valeur de la perméabilité relative du matériau magnétique est au-delà de 500.

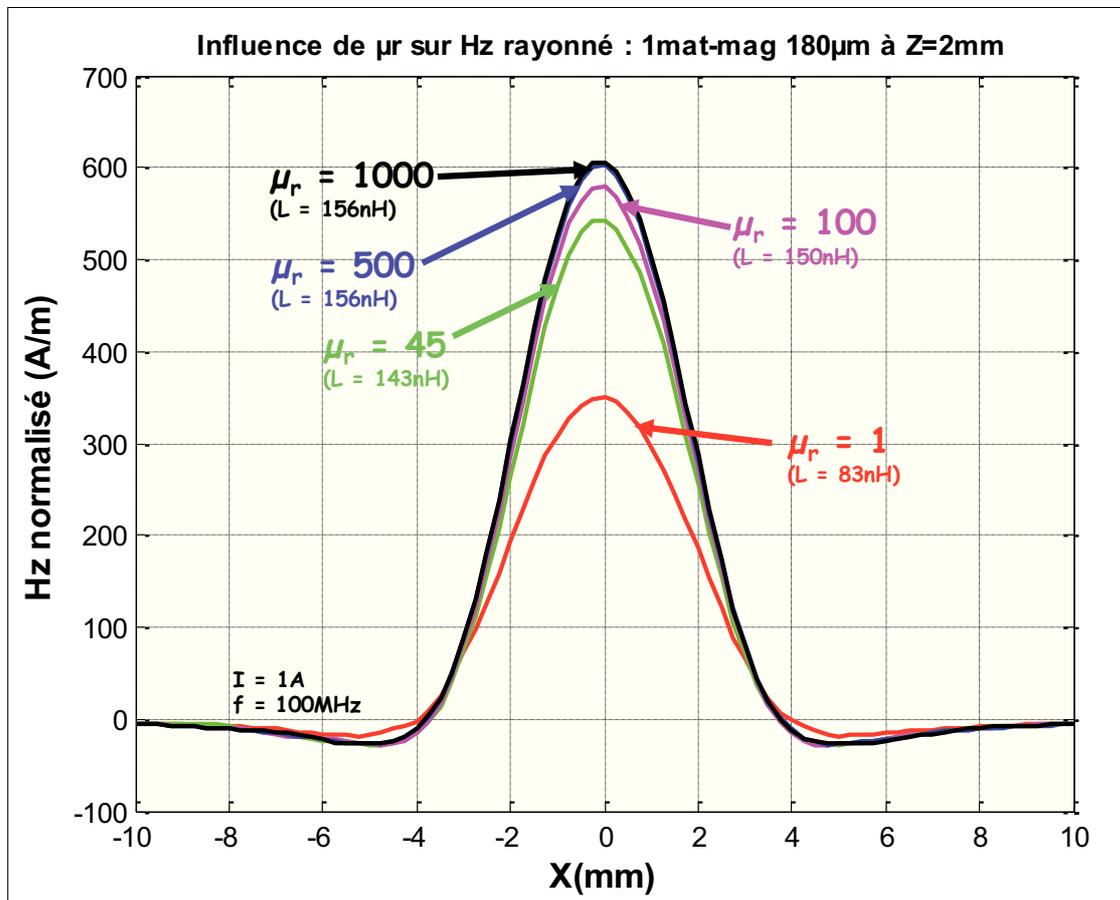


Figure IV.26 : Champ H_z rayonné par une inductance à une couche de ferrite pour différentes perméabilités du ferrite

II.7.2 Influence de μ_r sur le champ H_z rayonné par inductance à 2 couches

Pour la structure à 2 couches de matériau magnétique, nous avons gardé la perméabilité relative de la couche inférieure constante (45) puis fait varier celle de la couche supérieure (de 45 à 1000) afin d'étudier l'influence de μ_r sur le blindage du composant. La structure étudiée possède la même épaisseur pour les couches inférieure et supérieure : 180 μ m. La figure IV.27 présente les résultats obtenus.

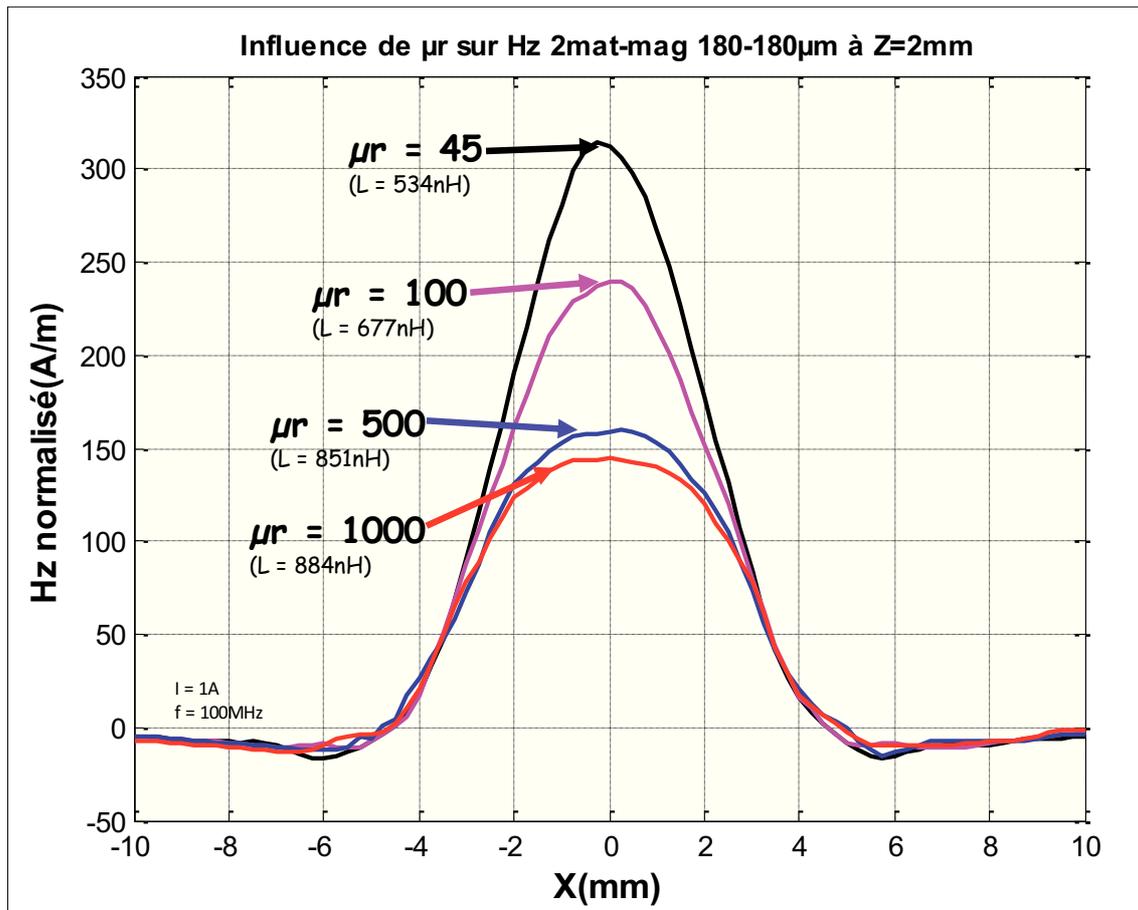


Figure IV.27 : Hz signé pour 2mat-mag_180-180 μ m pour différents μ_r

Nous constatons que l'amplitude du champ H_z rayonné diminue lorsque la valeur de la perméabilité relative du matériau magnétique μ_r augmente. Le champ rayonné est divisé par deux lorsque la perméabilité μ_r est égale à 500 malgré la faible épaisseur de la couche supérieure. La perméabilité μ_r n'est pas le seul paramètre à définir la qualité du blindage, l'épaisseur du matériau intervient également. Ainsi, le paragraphe suivant, présente l'étude sur l'efficacité de blindage de la couche en fonction de ces deux paramètres : épaisseur de la couche magnétique supérieure et la perméabilité relative μ_r .

II.7.3 Efficacité de blindage

Alain Charoy dans [7] a défini l'efficacité de blindage comme le champ résiduel déterminé en présence du blindage par rapport au champ déterminé sans blindage. Cette définition ne peut pas s'appliquer à nos composants. En effet, si on enlève la couche supérieure, on modifie complètement le composant : d'un composant deux couches on passe à un composant une couche. Nous préférons définir l'efficacité de blindage comme le rapport entre le champ externe et le champ interne du composant (expression IV.5).

$$EB = \frac{H_z \text{ interne}}{H_z \text{ externe}} \quad IV.5$$

- **Efficacité de blindage en fonction de l'épaisseur :** Nous avons fait varier l'épaisseur de la couche supérieure de 100 μm à 1000 μm tout en gardant constante l'épaisseur de la couche inférieure à 180 μm . Les résultats obtenus pour différentes valeurs de la perméabilité μ_r de la couche supérieure sont présentés sur la figure IV.28.

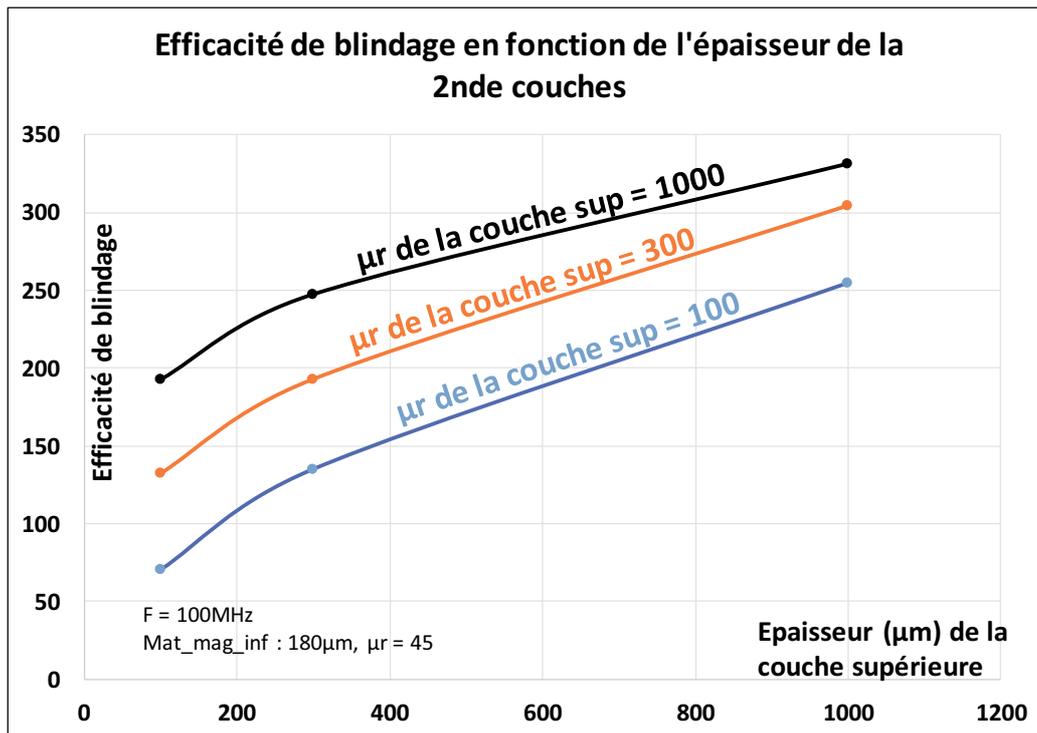


Figure IV.28 : EB fonction de l'épaisseur de la couche

Nous pouvons constater que l'efficacité de blindage est plus élevée lorsque l'épaisseur de la couche augmente. Cette efficacité augmente encore lorsque la perméabilité μ_r est élevée pour la même épaisseur de la couche.

- **Efficacité de blindage en fonction de la perméabilité μ_r :** La figure IV.29 présente l'efficacité de blindage de la couche en fonction de la perméabilité relative μ_r . Nous avons fait varier la perméabilité μ_r de la couche supérieure avec différentes épaisseurs de la couche.

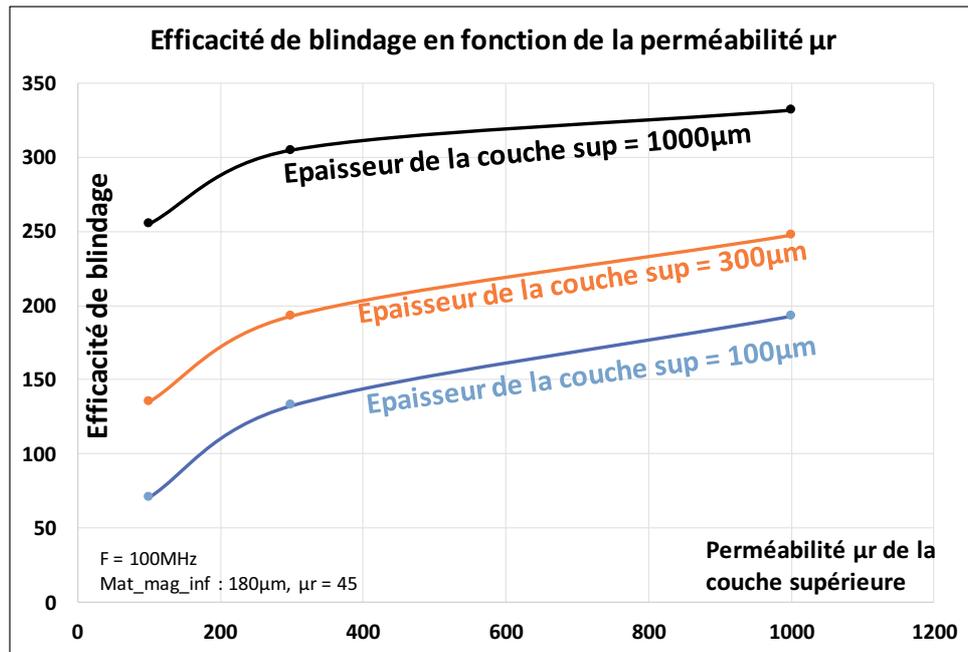


Figure IV.29 : EB fonction de la perméabilité μ_r

Nous constatons que l'efficacité de blindage augmente en fonction de la perméabilité μ_r . Nous pouvons également remarquer qu'avec une faible épaisseur de la couche, une efficacité de blindage élevée peut être observée lorsque la perméabilité μ_r est très élevée (1000).

- **Efficacité de blindage en fonction du rapport entre l'épaisseur et la perméabilité μ_r** : Nous présentons sur la figure IV.30 l'efficacité de blindage de la couche en fonction du rapport entre l'épaisseur et la perméabilité μ_r .

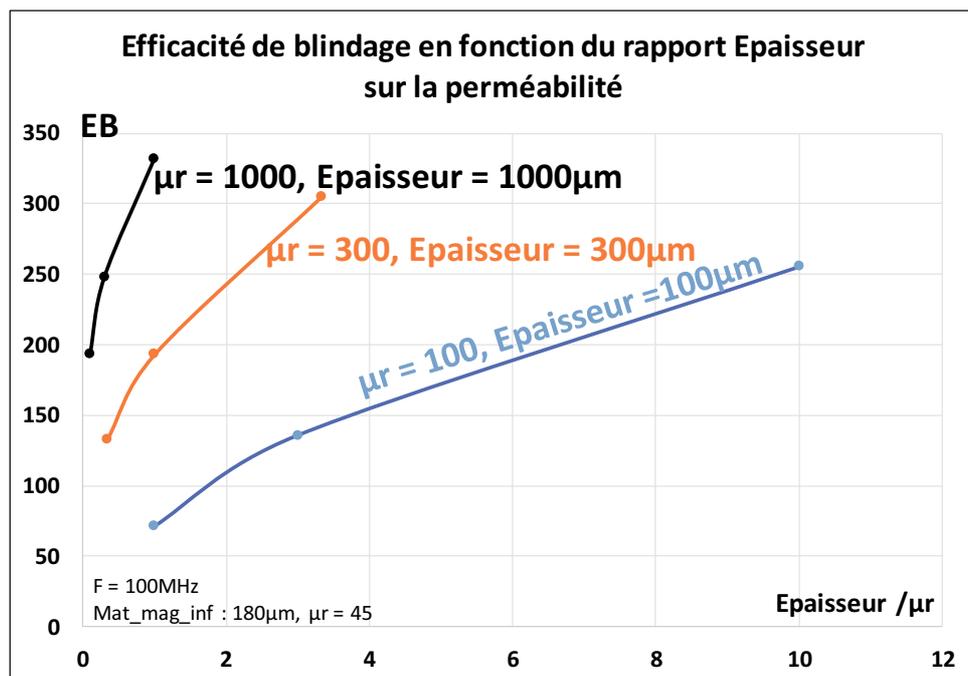


Figure IV.30 : EB fonction du rapport entre l'épaisseur et la perméabilité μ_r .

Nous pouvons constater ici que l'efficacité de blindage est très élevée lorsque le rapport entre l'épaisseur et la perméabilité est faible. Cette valeur diminue lorsque le rapport augmente.

Conclusion : Enfin, nous pouvons conclure que si nous souhaitons avoir une efficacité de blindage élevée, il faut utiliser un matériau magnétique qui a une perméabilité relative élevée (ce qui est malheureusement limité en fréquence) et également augmenter suffisamment l'épaisseur du matériau magnétique pour pouvoir bien canaliser les lignes de champs.

Conclusion

Au moyen des simulations numériques et des mesures expérimentales, nous avons pu quantifier le champ magnétique rayonné par des inductances planaires intégrées et étudier le blindage de ces composants. Trois types d'inductances intégrées ont été étudiées :

- Inductance sans matériau magnétique ;
- Inductance à une couche de matériau magnétique avec différentes épaisseurs ;
- Et inductance à 2 couches de matériau magnétique avec différentes épaisseurs de la couche inférieure et supérieure du matériau magnétique.

Il faut tout d'abord noter la bonne concordance des résultats en simulation et mesure.

Les résultats obtenus, montrent que le champ rayonné par chacune des structures, est concentré au centre de la spirale et diminue lorsqu'on s'éloigne du centre de la spirale. Pour les structures à une couche de matériau magnétique, nous avons remarqué que lorsque l'épaisseur de la couche magnétique (en-dessous de la spirale) augmente, la composante H_z normalisée augmente également. Mais au-delà de $750\mu\text{m}$ d'épaisseur, pour une perméabilité $\mu_r = 45$, l'augmentation est presque négligeable puisque les lignes de champ sont presque toutes canalisées.

Pour les structures à deux couches de matériau magnétique, les résultats de simulation et mesure montrent que lorsqu'une couche de matériau magnétique est reportée sur la spirale, une atténuation du champ est observée. Ce blindage dépend de deux paramètres : l'épaisseur tout comme la perméabilité μ_r de la couche magnétique.

Références bibliographiques du chapitre IV :

- [1] F. Kahlouche, « Fabrication et caractérisation de micro-transformateurs planaires à couches magnétiques », phdthesis, Université Jean Monnet - Saint-Etienne, 2014.
- [2] M. ahmat taha, « Conception, Réalisation et Caractérisation d'un Transformateur de commande », 2017.
- [3] D. D. Yaya, « Conception, réalisation et caractérisation d'inductances planaires à couches magnétiques », thesis, Saint-Etienne, 2013.
- [4] D. Allassem, « Contribution à la réalisation d'une micro-inductance planaire », phdthesis, Université Jean Monnet - Saint-Etienne, 2010.
- [5] D. D. Yaya *et al.*, « Integrated inductors with one or two magnetic layers », in *2015 Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP)*, 2015, p. 1- 4.
- [6] A. Abderahim, A. T. Mahamat, J. P. Chatelon, D. Pietroy, S. Capraro, et J. J. Rousseau, « Approach of copper losses determination in planar windings », *Electron. Lett.*, vol. 52, n° 12, p. 1050- 1052, mai 2016.
- [7] A. Charoy, *Parasites et perturbations des électroniques CEM : Tome 3, Blindages, filtres, câbles blindés, règles et conseils d'installation*. Dunod, 2007.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Dans cette contribution scientifique, nous avons présenté une étude sur les perturbations électromagnétiques en émission rayonnée des composants magnétiques planaires et plus particulièrement des inductances.

Les composants magnétiques tels que : inductances et transformateurs constituent des sources de perturbations majeures qui peuvent fortement troubler le fonctionnement de circuits analogiques ou numériques se situant dans un environnement proche. L'objectif principal de cette thèse était de :

- Quantifier au moyen de mesure et simulation le champ magnétique proche rayonné par les inductances planaires sans matériau magnétique, avec une et deux couches de matériau magnétique.
- Etudier le blindage de ces structures afin de limiter leurs émissions rayonnées par le biais d'un blindage magnétique.
- Etudier l'influence de la perméabilité relative et l'épaisseur du blindage sur la limitation de champ rayonné par les structures.

Pour atteindre ces objectifs, plusieurs points ont été abordés et présentés en quatre chapitres :

Au cours du premier chapitre, nous avons évoqué les généralités sur la compatibilité électromagnétique et sur les inductances planaires intégrées. Ceci, nous a permis de décrire les différents types de perturbations EM (conduite et rayonnée) que l'on peut rencontrer entre deux composants et de montrer les problématiques d'intégration d'une inductance dans un circuit intégré d'un point de vue CEM.

Pour mieux appréhender notre étude, nous avons effectué une large étude bibliographique sur les 2 points suivants qui sont présentés dans le chapitre 2 :

- Moyens et méthodes pour étudier l'émission EM rayonnée par un composant intégré ;
- CEM des composants électroniques.

L'étude du premier point nous a permis de réaliser un choix sur les moyens et méthodes à mettre en œuvre pour répondre à nos préoccupations. Pour la CEM des composants électroniques, nous nous sommes intéressés aux émissions électromagnétiques rayonnées par des composants actifs et passifs, particulièrement sur les inductances avec et sans matériau magnétique. La plupart de ces études ont été réalisées sur des composants discrets et très peu sur les composants planaires

intégrées. Les auteurs se sont intéressés aux effets de la géométrie des composants, à l'influence de certains paramètres tels que : l'effet d'agencement des enroulements. Ils ont également comparé l'amplitude du champ rayonné par des composants de différentes formes. Aucune étude ne s'est intéressée à la quantification et ou blindage des inductances en utilisant un matériau magnétique.

Dans le troisième chapitre, nous nous sommes intéressés à la description et à la présentation des méthodes et outils retenus pour notre étude. L'une, est une approche numérique qui consiste à réaliser des simulations sur le logiciel HFSS et l'autre consiste à faire des mesures expérimentales sur un banc de mesure que nous avons développé au cours de nos travaux. Le principe d'étude utilisé par les deux approches est identique afin de réaliser une bonne comparaison entre les résultats de mesure et les résultats de simulation. Nous déduisons de cette étude que pour comparer le champ magnétique rayonné par des inductances possédant un matériau magnétique de différentes épaisseurs alimentées par la même puissance, il est nécessaire de normaliser ces champs au même courant car l'impédance des inductances change lorsque l'épaisseur de la couche magnétique augmente. Ainsi, une méthode permettant de déterminer le courant dans les structures a été développée.

Les résultats obtenus en mesure et simulation sont présentés dans le quatrième chapitre. Il faut d'abord noter que de très bonnes concordances entre les résultats sont observées. Ces derniers montrent que le champ rayonné par chacune des structures, est concentré au centre de la spirale et diminue lorsqu'on s'éloigne de la spirale. Pour les structures à une couche de matériau magnétique, nous avons remarqué que lorsque l'épaisseur de la couche magnétique (*en-dessous de la spirale*) augmente, le champ H_z normalisé s'accroît également pour atteindre une limite. Au-delà d'une épaisseur de $750\mu\text{m}$, pour une perméabilité $\mu_r = 45$, l'augmentation est presque négligeable puisque les lignes de champ sont presque toutes canalisées. Le champ H_z rayonné par les structures à 2 couches de matériau magnétique (*la seconde couche de matériau magnétique est rapportée sur la spirale*) a été aussi étudié. L'apport d'une ou 2 couches de matériau magnétique, augmente de façon significative le champ H_z interne (au niveau de la spirale) et peut conduire à une augmentation du champ H_z rayonné au-dessus du composant. Ainsi, la valeur de H_z est insuffisante pour caractériser le composant car l'apport du matériau magnétique s'accompagne d'une augmentation de la valeur de l'inductance L . Nous avons ainsi été conduit à définir un facteur de mérite $\frac{L}{H_{z \max \text{ nor}}}$ qui permet de chiffrer les performances du composant. Il est également à noter que pour les structures à deux couches de

matériau magnétique, les résultats de simulation couplés aux résultats de mesure montrent qu'un blindage du composant peut être observé. Le champ rayonné par la structure en question est considérablement atténué. Ainsi, une étude sur l'influence de l'épaisseur de la couche supérieure sur l'atténuation du champ est conduite. Plus l'épaisseur de la couche supérieure est élevée, plus une forte atténuation est observée. Mais cette atténuation ne dépend pas que de l'épaisseur de la couche supérieure mais aussi de la perméabilité relative du matériau. Par ailleurs, nous avons également étudié l'influence de la perméabilité μ_r du matériau magnétique. On note que le blindage du composant dépend de deux paramètres : de l'épaisseur de la couche supérieure et de la perméabilité μ_r du matériau magnétique. Le rapport épaisseur sur la perméabilité μ_r montre que plus la perméabilité μ_r est élevée, plus l'épaisseur nécessaire pour le blindage du composant est faible.

La présentation des résultats obtenus est précédée d'une phase de fabrication des structures étudiées. C'est dans cette partie que toutes les étapes de fabrication des inductances planaires sont décrites. Les procédés de fabrication utilisées sont basés sur :

- Le micro-usinage du matériau magnétique pour l'obtention de différentes épaisseurs ;
- Le dépôt de la couche conductrice en C_u sur le substrat (magnétique ou diélectrique) ;
- La photolithographie et la gravure pour réaliser la spirale ;
- Le dépôt de la couche isolante (SU-8) et la réalisation des accès ;
- La réalisation de la connexion Air-bridge pour lier électriquement le plot central de la spirale au plot extérieur.

PERSPECTIVES :

L'étude présentée a été conduite avec des formes d'ondes sinusoïdales à une seule fréquence. Il serait intéressant d'élargir ce travail à d'autres fréquences et également pour des formes d'ondes non sinusoïdales, par exemple celles rencontrées en électronique de puissance en particulier.

Il serait souhaitable d'effectuer une étude de susceptibilité électromagnétique de ces composants afin de définir de façon plus précise la susceptibilité électromagnétique de ces composants avec leur environnement. Ceci peut se réaliser en utilisant le même banc de mesure développé pour la caractérisation de l'émission. Ici, le récepteur serait remplacé par un oscilloscope permettant de visualiser la tension aux bornes du CST lorsque la sonde est alimentée par une source de courant variable à différentes distances et orientations du CST.

Les inductances et transformateurs sont indispensables en électronique de puissance. Dans ce domaine on rencontre des formes d'ondes spécifiques et des conditions d'utilisation, de mise en œuvre particulières. Par exemple, il serait intéressant d'étudier et d'optimiser la position d'une inductance ou d'un transformateur par rapport aux circuits de commande, par rapport à la cellule de commutation. Une étude CEM correspondant aux conditions de fonctionnement de ces composants planaires dans leur environnement pourrait être engagée.

L'étude de l'émission et de la susceptibilité pourrait être effectuée sur des transformateurs planaires de commande et de « puissance » déjà réalisés au laboratoire LaHC.

Il sera également intéressant de développer un modèle du champ électromagnétique rayonné par ces composants pour permettre une prédiction de son niveau d'émission et évaluer son couplage avec les autres composants se trouvant dans son environnement. Très peu de travaux traitent de cet aspect. Certains travaux présents dans la littérature remplacent le composant en question par des sources de champ électrique et/ou magnétique et ajustent certains paramètres telles que l'amplitude de la source d'excitation, la position, etc. pour obtenir une cartographie des champs émis identique à ceux émis par le composant.

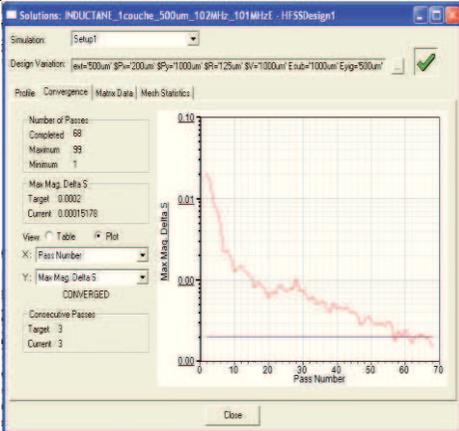
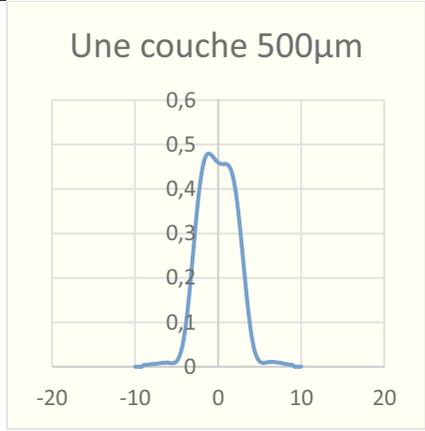
Enfin, nous avons pu montrer que le champ rayonné par un composant à une couche dépend de l'épaisseur et de la perméabilité μ_r de la couche magnétique, il en est de même de la valeur de l'inductance L . Ainsi, la mesure du champ rayonné pour différentes fréquences permettra de déterminer l'évolution de la perméabilité μ_r en fonction de la fréquence. Il s'agit d'un paramètre difficile à déterminer dès lors que les fréquences sont élevées.

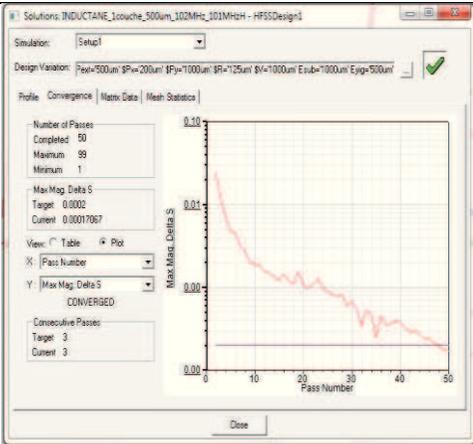
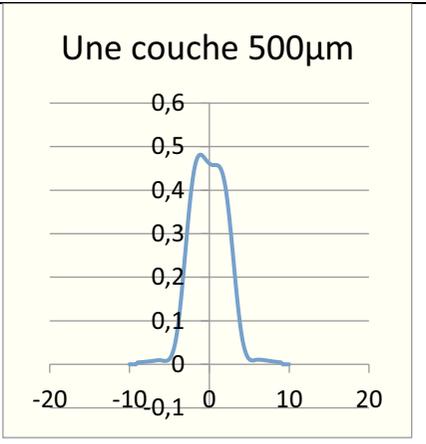
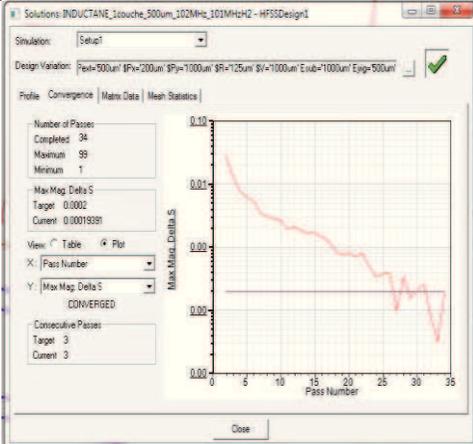
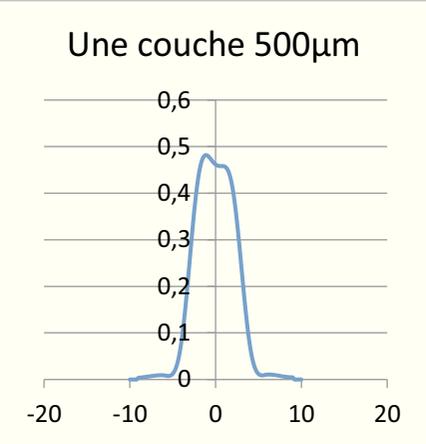
Annexe : Influence de certains paramètres de simulations

Dans cette annexe, nous présentons les résultats d'études effectuées sur l'influence des différents paramètres de simulation dans le but de choisir les paramètres optimaux pour nos simulations. Les paramètres étudiés sont : les conditions aux limites « Boundaries » en anglais, la taille de la boîte d'air, l'influence du paramètre « Refinement » et l'influence du paramètre Delta S max. L'étude est effectuée sur une seule structure : l'inductance à une couche de YIG d'épaisseur 500 μ m.

I. Tableau récapitulatif des simulations sur l'influence du paramètre « Refinement » avec la frontière « Radiation ».

Ce tableau fait le bilan des simulations effectuées sur l'influence de la variation du paramètre de raffinement « **Refinement** » sur les résultats attendus et la courbe de convergence. Pour cela, nous avons fait varier le paramètre « Refinement » sans pour autant changer la valeur des autres paramètres qui sont choisis grâce à des études qui sont décrit par la suite. La hauteur de la boîte d'air est de 10mm avec une longueur de 30mm.

N° simulation	Nbre de passes max	Max Delta S	Refinement	Minimum Converged Passes	Nombre d'éléments tétraèdre	Courbe de convergence vue en log du paramètre Delta S en fonction de nombre des Passes	Courbe du champ Hz (A/m) moyenné en fonction de la distance X en millimètre (mm).	Valeur max du champ Hz
1	68/99	0,0002	3%	3/3	108598			0,479(A/m)

2	50/99	0,0002	5%	3/3	155347		<p>Une couche 500µm</p> 	0,481(A/m)
3	34/99	0,0002	10%	3/3	322635		<p>Une couche 500µm</p> 	0,481(A/m)

Conclusion : Ici, nous pouvons constater que l'augmentation du paramètre « Refinement » (de 3% à 10%) conduit à une augmentation considérable du nombre des éléments de tétraèdre sans pour autant améliorer la précision (les résultats sont identiques d'une simulation à l'autre). Le temps de simulation augmente fortement lorsque le Refinement est grand. La hauteur de la boîte d'air ici fait à 10mm.

II. Etude sur l'influence de la hauteur de la boîte d'air.

Ce tableau fait le récapitulatif des simulations effectuées sur l'étudier l'influence de la hauteur de la boîte d'air sur les résultats attendus et la courbe de convergence. Pour cela, nous avons varié la **hauteur (H)** de la boîte sans pour autant changer la valeur du paramètre Delta S max ni le « Refinement » avec une valeur fixe de la longueur et de la largeur de la boîte d'air. La frontière « Boundaries » de la boîte d'air est configurée comme une structure ouverte « **Radiation** ».

H : Hauteur de la boîte d'air, **L** : La longueur de la boîte d'air, **Ll** : La largeur de la boîte d'air.

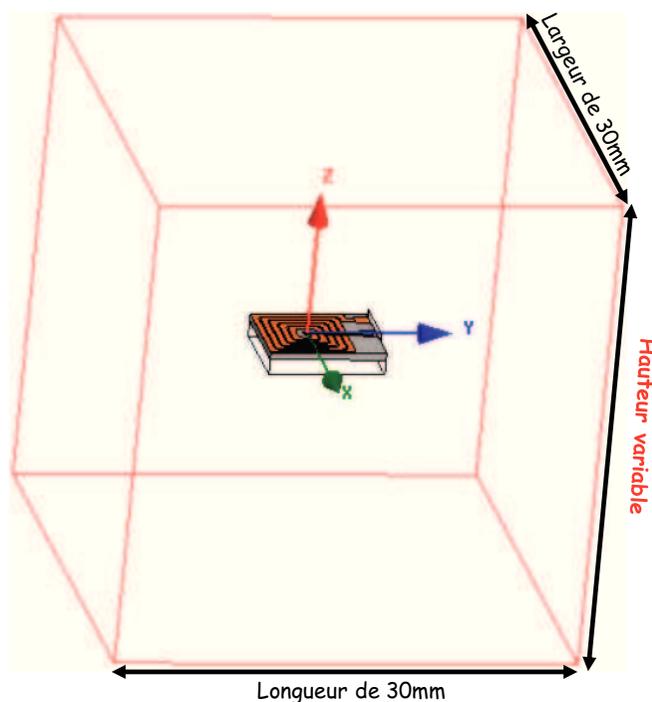
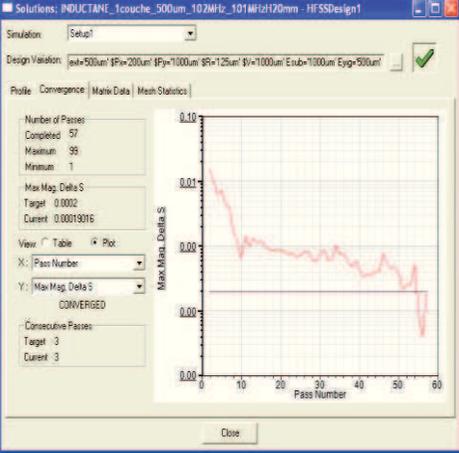
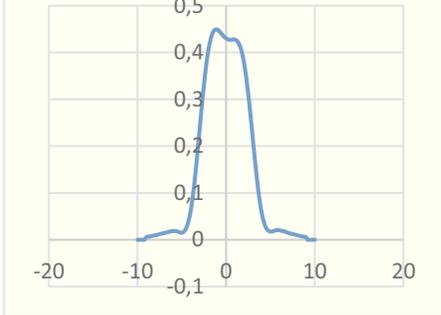
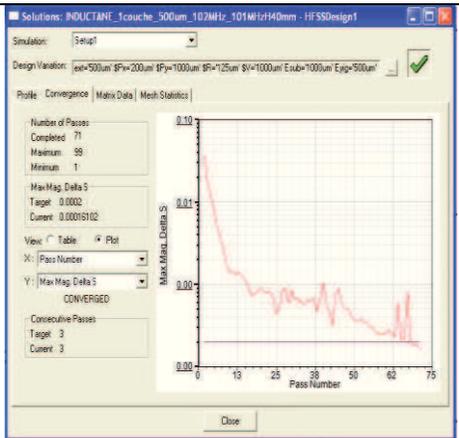
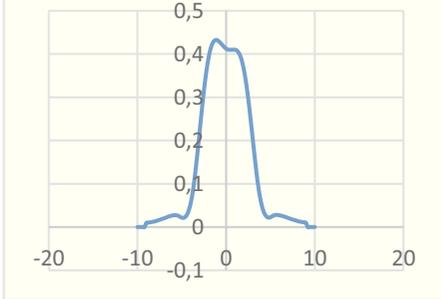
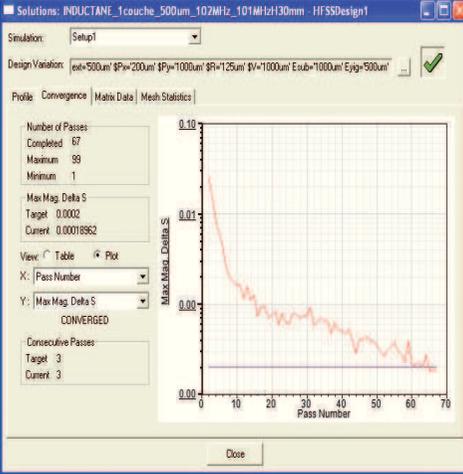
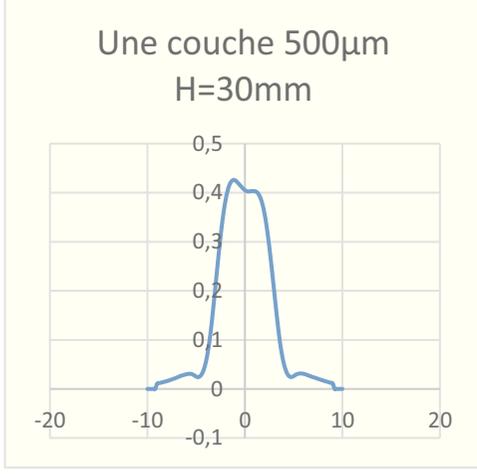
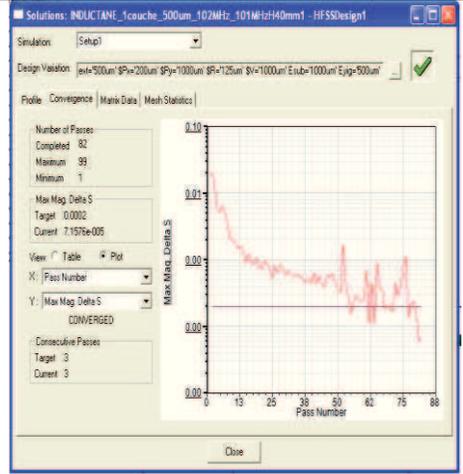
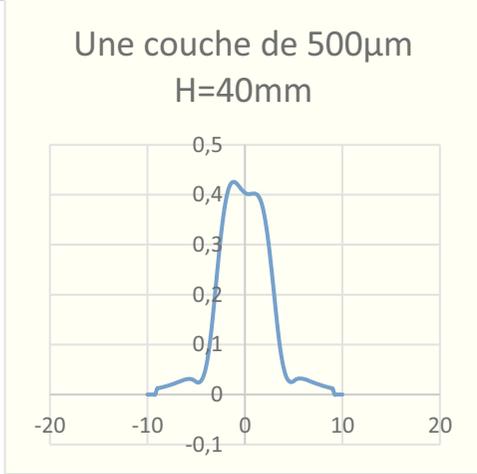


Figure : Le CST dans la boîte d'air

N° simulation	Boîte d'air (mm)	Max Delta S	Refinement	Minimum Converge de Passes	Nbre de tétraèdre	Courbe de convergence vue en log	Courbe du champ Hz (A/m) moyenné en fonction de la distance en millimètre (mm).	Valeur max du champ Hz
1	H = 5 L = 30 LI = 30	0,0002	3%	3/3	123233		<p>Une couche 500μm H=5mm</p>	0,911(A/m)
2	H = 10 L = 30 LI = 30	0,0002	3%	3/3	69555		<p>Une couche 500μm H=30mm first order</p>	0,479(A/m)

<p>3</p> <p>H= 13.7</p> <p>L =30</p> <p>LI =30</p>	<p>0,0002</p>	<p>3%</p>	<p>3/3</p>	<p>76834</p>		<p>Une couche 500µm H=15mm</p> 	<p>0,448(A/m)</p>
<p>4</p> <p>H =20</p> <p>L =30</p> <p>LI=30</p>	<p>0,0002</p>	<p>3%</p>	<p>3/3</p>	<p>95762</p>		<p>Une couche 500µm H=20mm</p> 	<p>0,432(A/m)</p>

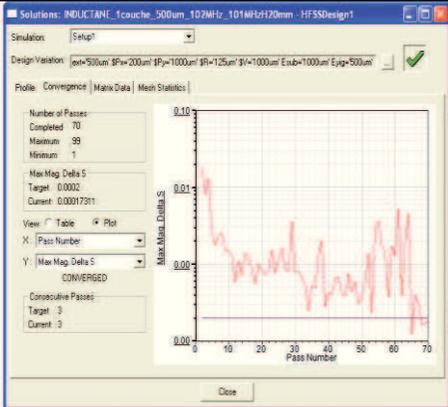
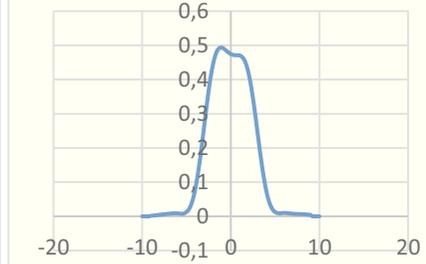
5	H =30 L =30 LI =30	0.0002	3%	3/3	103375		<p>Une couche 500μm H=30mm</p> 	0,425(A/m)
6	H =40 L =30 LI = 30	0,0002	3%	3/3	154373		<p>Une couche de 500μm H=40mm</p> 	0,425(A/m)

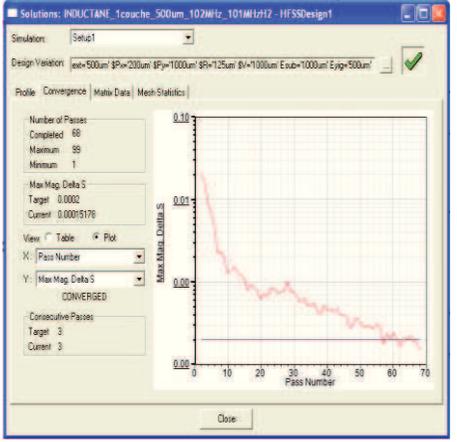
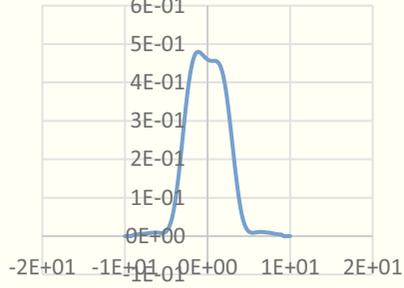
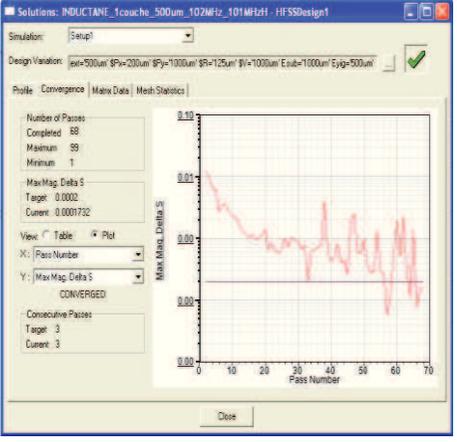
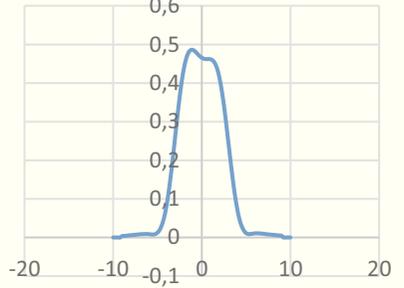
Conclusion : Nous pouvons observer ici que la variation de la hauteur de la boîte d'air a une grande influence sur la courbe de convergence (stabilité de calcul) ainsi que sur les résultats de simulation. En effet, lorsque la hauteur est suffisamment grande, le résultat ne change pas. Alors,

nous avons retenu la hauteur de 30mm pour le reste de nos simulations. Une étude sur l'influence de la longueur et largeur de la boîte d'air est également donnée ci-dessous.

III. Tableau récapitulatif des simulations sur l'influence des longueurs et largeurs de la boîte d'air.

Ce tableau fait le bilan des simulations effectuées sur l'influence de la taille de la boîte d'air sur les résultats et la courbe de convergence. Pour ce faire, nous avons fait varier en même temps ici **la longueur (L)** et **la largeur (L1)** de la boîte sans pour autant changer la valeur du paramètre Delta S max ni le « Refinement », ni la hauteur de la boîte d'air. Pour gagner en temps de simulation et ne pas multiplier le nombre de tétraèdres, nous avons fixé la hauteur de la boîte d'air à 10mm. Les conditions au limites « Boundaries » est configurée toujours en « **Radiation** ». La structure étant considéré comme une antenne rayonnante.

N° simulation	Boîte d'air (mm)	Max Delta S	Refinement	Minimum Converged Pass of	Nbre tétraèdre	Courbe de convergence vue en log du paramètre Delta S (Nbre des passes)	Courbe du champ Hz (A/m) moyenné en fonction de la distance en millimètre X (mm).	Valeur max du champ Hz
1	H= 10 L =20 L1 =20	0,0002	3%	3/3	110990		<p>Une couche 500µm L=l=20mm</p> 	0,492(A/m)

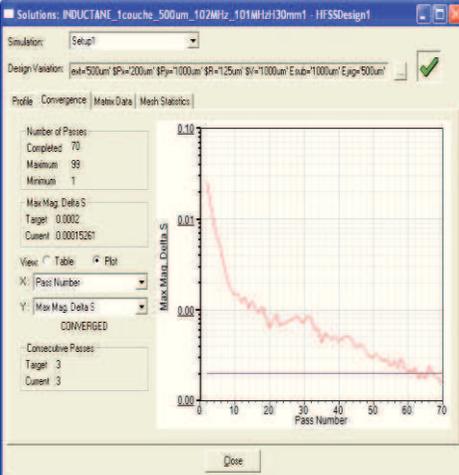
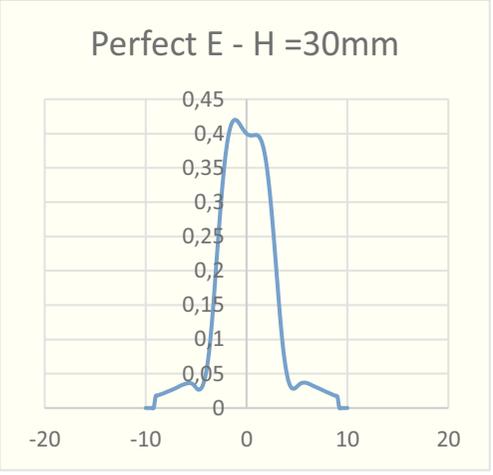
2	H =10 L =30 Ll=30	0,0002	3%	3/3	108598		<p>Une couche 500μm 30mm first order</p> 	0,479(A/m)
3	H =10 L =42 Ll = 42	0,0002	3%	3/3	95762		<p>Une couche 500μm 42mm First order</p> 	0,485(A/m)

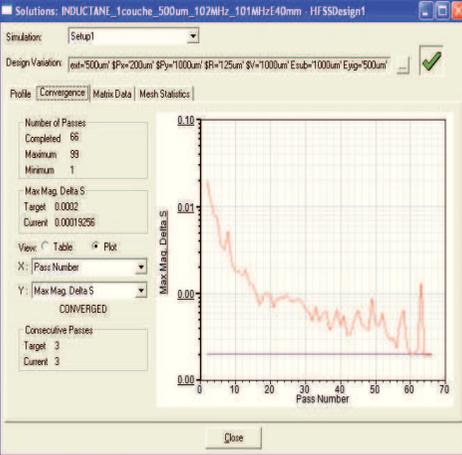
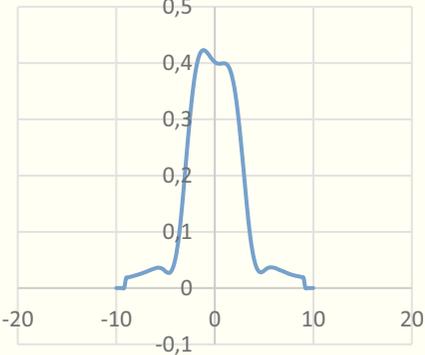
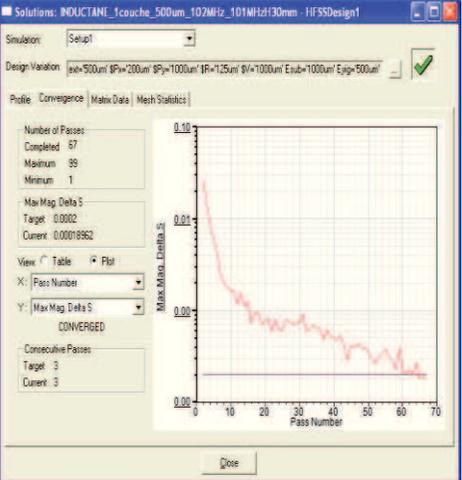
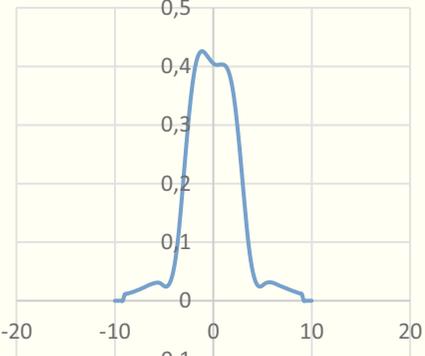
H : Hauteur de la boîte d'air, **L** : La longueur de la boîte d'air et **Ll** : La largeur de la boîte d'air.

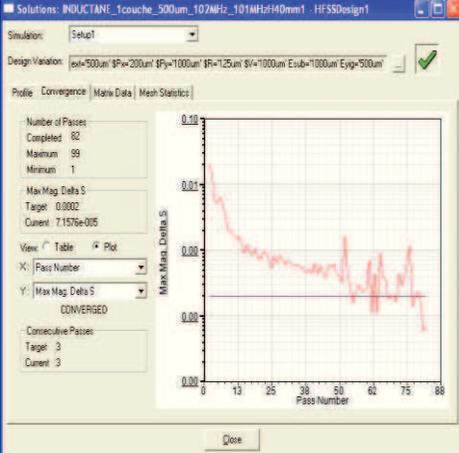
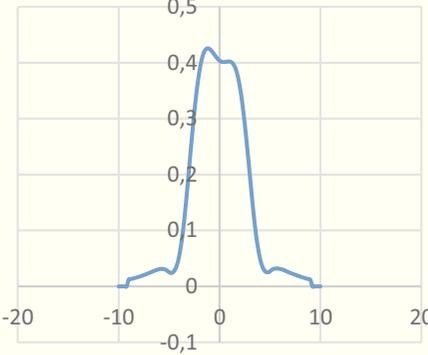
Conclusion : Tout comme la hauteur, nous pouvons observer ici l'influence de la longueur et largeur de la boîte d'air sur le résultat, les courbes de convergence et le nombre de tétraèdres. Pour une longueur et largeur égale à 30mm, nous constatons une bonne stabilité de calcul. C'est ainsi que cette dimension est retenue pour le reste des simulations.

IV. Etude de l'influence des conditions aux limites : Perfect E & Radiation

Après avoir défini sur les dimensions de la boîte d'air ainsi que le paramètre de raffinement « Refinement », nous étudions dans cette partie l'influence des conditions aux limites « le Perfect E et Radiation ». Le tableau ci-après présente le bilan de l'étude.

N°	Boîte d'air	Delta	R/C	Tétra/Passes	Courbe de convergence en log	Courbe de Hz (A/m)	Hz max
Condition aux limites Perfect E							
1	H = 30mm L = 30mm L1 = 30mm	0,0002	3% Nbre De Con- Ver- Gen- Ce : 3/3	113160 Avec un nombre de passes = 70/99			0,419(A/m)

2	H =40mm L = 30mm L1= 30mm	0,000 2	3% Nbre De Con-Ver-Gen-Ce : 3/3	93935 Avec un nombre de passes =66/99		Perfect E - H =40mm 	0,422(A/m)
Condition aux limites : Radiation							
1	H =30mm L =30mm L1=30mm	0,0002	3% Nbre De Con-Ver-Gen-Ce : 3/3	103375 Avec un nombre de passes =67/99		Radiation H = 30mm 	0,425(A/m)

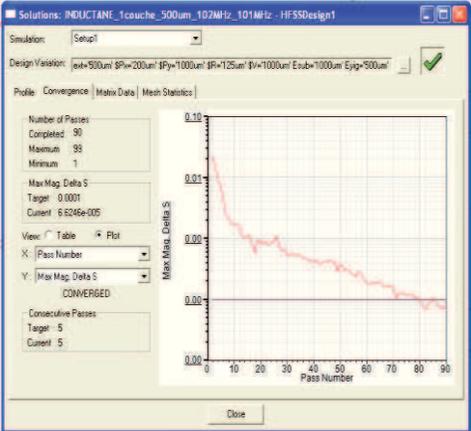
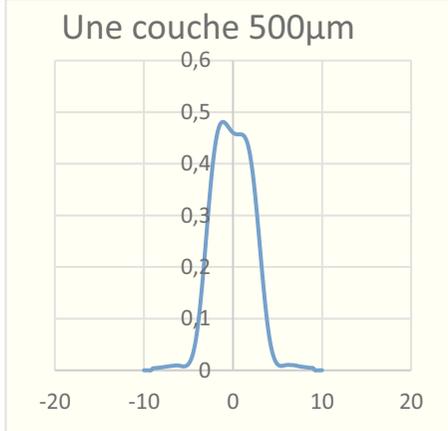
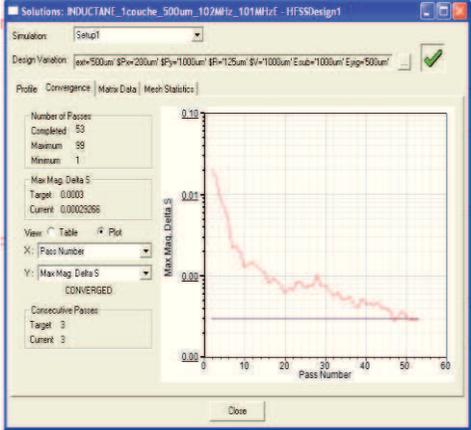
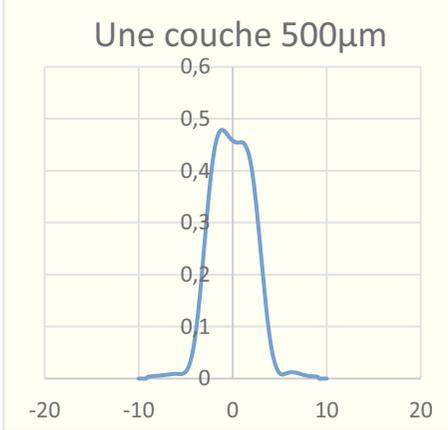
2	H =40mm L =30mm L1=30mm	0,0002	3% Nbre De Con- Ver- Gen- Ce : 3/3	154373 Avec un nombre de passes =82/99		<p style="text-align: center;">Radiation H =40mm</p> 	0,425(A/m)
---	-------------------------------	--------	---	--	--	--	------------

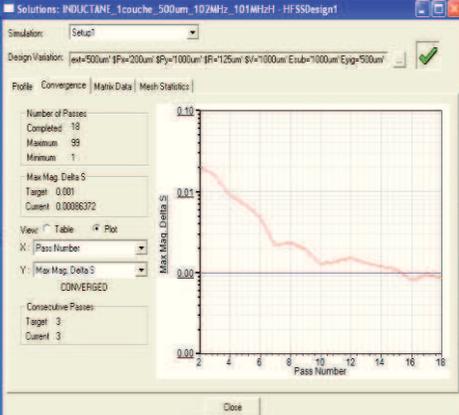
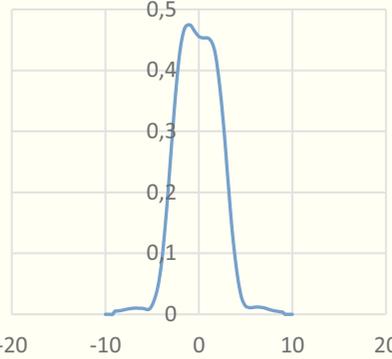
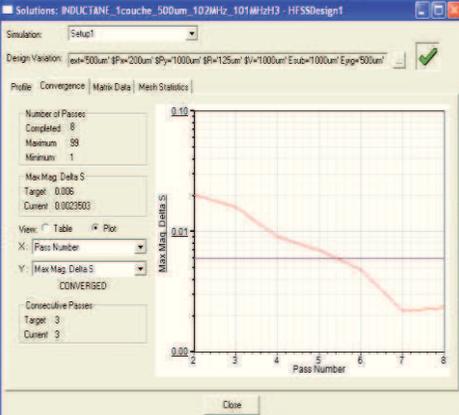
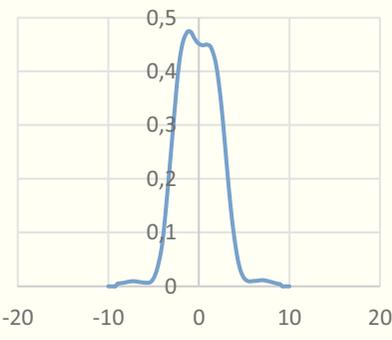
Conclusion : Si la boîte d'air est suffisamment grande, nous remarquons que quel que soit le type de la frontière, le champ est très faible et donc l'influence de conditions aux limites est négligeable. Nous pouvons conclure ainsi que les conditions aux limites « perfect E ou Radiation » n'a pas d'influence sur les résultats de simulation.

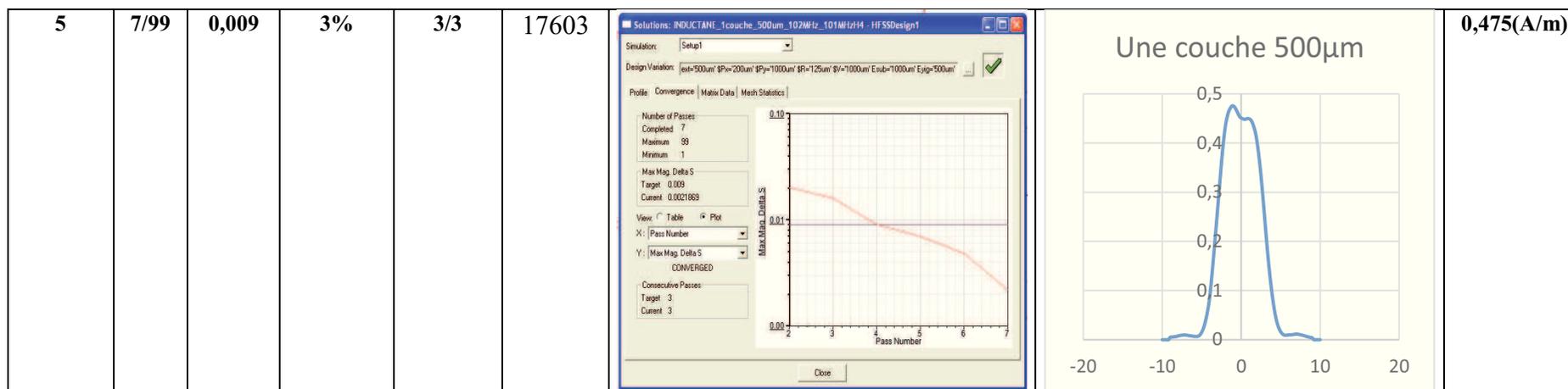
Considérant notre structure comme une antenne qui rayonne dans l'espace, la condition au limites retenue est le « radiation ».

VI. Tableau récapitulatif des simulations sur l'étude d'influence du paramètre Delta S max.

Ici, nous avons réalisé une étude sur l'influence du paramètre Delta Smax sur les résultats. La configuration des paramètres est précisée dans le tableau présentant les résultats obtenus.

N° simulation	Nbre de passes	Max Delta S	Max Refinement by pass	Minimum Converged Passes	Nbre total tétraèdre	Courbe convergence du paramètre Delta S max en fonction de nombres des passes	Courbe du champ Hz moyenné (A/m) en fonction de la position X (mm)	Valeur max du champ Hz
1	90/99	0,0001	3%	5/5	209730		<p>Une couche 500µm</p> 	0,480(A/m)
2	53/99	0,0003	3%	3/3	69 555		<p>Une couche 500µm</p> 	0,478(A/m)

3	18/99	0,001	3%	3/3	24467		<p>UNE COUCHE 500UM</p> 	0,474(A/m)
4	8/99	0,006	3%	3/3	18146		<p>Une couche de 500µm</p> 	0,474(A/m)



Conclusion : Nous constatons ici que la seule influence du paramètre Delta Smax intervient sur le nombre de tétraèdres et le temps de simulation. Les résultats sont identiques même si la courbe de convergence n'est pas trop bonne. Ainsi, pour effectuer des études rapides, il est préférable de prendre une valeur de Delta Smax petite (0,002 par exemple). Pour un plus de précision sur le calcul, la valeur du paramètre Delta Smax doit être plus petite ($2 \cdot 10^{-4}$), ce qui se traduit par un nombre élevé des tétraèdres et bien sur le temps de simulation.

Conclusion générale :

Après cette longue étude effectuée sur l'influence des différents paramètres de simulation, nous avons retenu les paramètres suivants pour tout le reste de nos simulations :

- Pour la dimension de la boîte d'air qui est le paramètre le plus essentiel, la hauteur retenue est égale à la longueur et à la largeur qui vaut 30mm pour chacun.
- Les conditions aux limites, sont des paramètres peu critiques, nous avons choisi le « Radiation ».
- Quant au paramètre de raffinement, 3% est largement suffisant pour avoir un nombre de tétraèdre raisonnable.
- Afin d'avoir une très bonne précision sur le calcul (malgré le temps de simulation), nous avons retenu la valeur de 0,0002 pour le paramètre Delta Smax.

Liste des publications

Liste des publications

Revue internationale :

- I- D.A. Oumar, **M.I. Boukhari**, M.A. Taha, S. Capraro, D. Pietroy, J.P. Chatelon, J.J. Rousseau, « *Characterization method for integrated magnetic devices at lower frequencies (up to 110 MHz)* » Journal of Electronic Testing, p 1-8, 2019.
- II- **M.I. Boukhari**, D.A. Oumar, B. Basma, D. Pietroy, S. Capraro, J.P. Chatelon, J.J. Rousseau, « *Measurement and Simulation of the Near Magnetic Field Radiated by Integrated Inductors* », **submitted** on IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility.

Conférences internationales à comité de lecteur

- I. **M.I. Boukhari**, D.A. Oumar, S. Malloum, D. Pietroy, S. Capraro, J.P. Chatelon, J.J. Rousseau, « *Magnetic field radiated by integrated inductors and magnetic shielding* » *IEEE*, International Conference on Industrial Technology (ICIT), feb 2018, Lyon, France, pp 747-752.
- II. D.A. Oumar, **M.I. Boukhari**, M.I. Taha, S. Capraro, D. Pietroy, J.P. Chatelon, J.J. Rousseau « *Characterization method for integrated planar devices at low frequencies (up to 100 MHz)* » 20th anniversary edition of the Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS and MOEMS, May 2019, Paris France, **accepted**
- III. D.A. Oumar, **M.I. Boukhari**, S. Capraro, Sylvain Girard, D. Pietroy J.P. Chatelon¹, J.J. Rousseau « *Impact of γ -rays and protons on integrated magnetic inductors* » 20th anniversary edition of the Symposium on Design, Test, Integration & Packaging of MEMS and MOEMS. May 2019, Paris France, **accepted**
- IV. **M.I. Boukhari**, D.A. Oumar, J.J. Rousseau « *Normalisation du Champ Magnétique Rayonné par une Inductance Intégrée* » 19^{ème} Colloque International & Exposition sur la Compatibilité ElectroMagnétique (CEM-2018), Paris, France, 2018

Résumé et Abstract

Auteur : BOUKHARI Mahamat Issa

Directeurs de thèse : Jean Jacques ROUSSEAU & Jean Pierre CHATELON

Laboratoire de recherche : *Hubert Curien de l'Université Jean Monnet de St-Etienne, France*

Département : *Micro et nano technologie, Composants et surfaces HF-RF.*

Titre : Etude des perturbations électromagnétiques rayonnées par des composants magnétiques planaires intégrés : Inductances.

Résumé :

De nos jours, le développement des systèmes électroniques complexes qui consiste à regrouper plusieurs composants dans un seul boîtier engendre de plus en plus des perturbations EM. Le composant magnétique tel qu'inductance est désigné comme le composant le plus perturbateur à cause de ses émissions EM. Les travaux présentés dans ce document concernent l'étude des perturbations EM en émission rayonnée de 3 types d'inductances : inductance à air, inductance à une et deux couches de matériau magnétique. Ce manuscrit présente notre apport scientifique qui a permis de :

- Quantifier par le moyen de simulation et mesure, les émissions rayonnées en champ proche de ces inductances ;
- Limiter ces émissions en utilisant un blindage magnétique ;
- Evaluer l'influence des paramètres tels que : l'épaisseur et la perméabilité relative μ_r du blindage magnétique sur la limitation des émissions de ces composants.

Les résultats obtenus en simulation et mesure, présentes de très bonnes corrélations.

Mots clé : *CEM, inductance planaire, rayonnement électromagnétique, blindage magnétique.*

Author: BOUKHARI Mahamat Issa

Supervisors: Jean Jacques ROUSSEAU and Jean Pierre CHATELON

Research institut: *Hubert Curien laboratory of Jean Monnet University, St-Etienne, France*

Team: *Micro and Nano structuring, HF-RF surfaces and devices.*

Title: Study of electromagnetic disturbances radiated by integrated planar magnetic components: inductors

Abstract:

Nowadays, the development of complex electronic systems consists of embedding several components in a single box generates more and more electromagnetic disturbances. The magnetic component such as inductor, is referred as the most disruptive component because of its EM emissions. The presented works in this document concerns the study of EM disturbances in radiated emission of 3 types of inductors: coreless, inductor with one and two layers of magnetic material. This manuscript, presents our scientific contributions that allow to:

- Quantify through simulation and measurement, the near field radiated emissions of these inductors;
- Limit these electromagnetic emissions by using magnetic shielding;
- Evaluate the influence of some parameters such as: relative permeability μ_r and the magnetic shielding thickness on the limitation of components emissions.

The obtained results in measurement and simulation, present very good correlations.

Keywords: EMC, integrated inductors, electromagnetic radiation, magnetic shielding.