



Fabrication et caractérisation de micro-transformateurs planaires à couches magnétiques

Faouzi Kahlouche

► **To cite this version:**

Faouzi Kahlouche. Fabrication et caractérisation de micro-transformateurs planaires à couches magnétiques. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Jean Monnet - Saint-Etienne, 2014. Français. <NNT : 2014STET4010>. <tel-01170647>

HAL Id: tel-01170647

<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01170647>

Submitted on 2 Jul 2015

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

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



THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ JEAN MONNET DE SAINT-ÉTIENNE

Ecole doctorale Science, Ingénierie, Santé : ED SIS 488

Discipline : **Optique Photonique Hyperfréquence**

Présentée et soutenue publiquement le **10/06/2014**

Par

Faouzi KAHLOUCHE

Fabrication et Caractérisation de Micro Transformateurs Planaires à Couches Magnétiques

Directeur de thèse :

Jean Jacques ROUSSEAU

Co-directeur :

Jean Pierre CHATELON

Composition de Jury :

Président du jury :	Bruno ALLARD	Professeur, Ampère, INSA Lyon
Rapporteurs :	Eric LABOURÉ	Professeur, LGEP/SPEE -SUPELEC.
	Olivier BONNAUD	Professeur, IET Rennes.

Membres

Invité :	Farid HAMRANI	Ingénieur, TRONICO
Directeur de thèse :	Jean-Jacques ROUSSEAU	Professeur, LT2C
Co-Directeur de thèse :	Jean Pierre CHATELON	Maitre de conférences HDR, LT2C.
Examineur :	Stéphane CAPRARO	Maitre de conférences, LT2C

À mon père, ma mère

À mon frère, ma sœur

À ma femme et ma fille

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce manuscrit a été réalisé au sein de l'équipe Composants Passifs du laboratoire Télécom Claude Chappe (LT2C) de l'université Jean Monnet de Saint Étienne (membre de l'Université de LYON).

Je remercie vivement M. Bruno ALLARD, professeur au laboratoire Ampère de l'INSA de Lyon, d'avoir accepté la présidence du jury.

J'adresse mes sincères remerciements à M. Eric LABOURÉ, professeur au laboratoire LGEP/SPEE - Supelec de Paris, et M. Olivier BONNAUD, professeur Emérite à l'université de Rennes 1 et Supelec-Rennes, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de rapporter ce travail.

Je tiens également à remercier M. Farid HAMRANI, ingénieur à l'entreprise TRONICO, d'avoir accepté de faire partie du jury.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude au Pr. Jean Jacques Rousseau, directeur du laboratoire LT2C et directeur de cette thèse pour tout le temps, l'investissement, les conseils et les orientations qui m'ont permis de mener à bien ce travail et dans de très bonnes conditions. Je tiens également à le remercier pour les nombreuses remarques et corrections pour améliorer la qualité de ce document.

J'exprime aussi ma reconnaissance à M. Jean Pierre CHATELON, M.C à l'Université de Saint Etienne (Laboratoire LT2C) et co-directeur de cette thèse, de son suivi de très près de ce travail et toute l'aide qui m'a apporté au long des trois années.

Je suis particulièrement reconnaissant à M. Stéphane CAPRARO, M.C à l'Université de Saint Etienne (Laboratoire LT2C) de m'avoir aidé à réaliser les caractérisations en basse et haute fréquences de mes composants.

Je n'oublierai pas évidemment M. Frédéric CELLE et M. Jean Claude POMMIER du laboratoire HUBERT CURIEN pour leurs disponibilités et conseils en salle blanche.

Mes remerciements s'adressent également à Mme Marie Françoise BLANC MIGNON, M. Bernard BAYRD, M. François ROYER, M. Damien JAMON, M. Ali

SIBLINI, M. Didier VINCENT, M. Éric VERNEY et M. Éric GEAI pour leurs disponibilités et conseils techniques.

Je n'oublierai pas bien sûr mes collègues docteurs et doctorants : Bilal BENARABI, Badredine OUNNAS, Ismail KALYOUBI, Khamis YOUSOUF, Yaya Dagal DARI, Mahamat Hasan BECHIR, SAKA, ZAKI, Nicole DOUMIT, AWAT, TAHA, Fares BOUKCHICHE, Salim NEMER et Abd Krim ANNOUR pour l'ambiance au laboratoire.

Au final, j'adresse un remerciement spécial à ma femme *Safaa* et à ma fille *Nāda* née au cours de cette thèse, pour leur soutien à surmonter les moments difficiles tout au long de cette thèse.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GÉNÉRALE1

**CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR
PLANAIRE**

I. INTRODUCTION 6

- I.1 Définition d'un transformateur 6
- I.2 Principe de fonctionnement d'un transformateur 7
- I.3 Pertes dans les enroulements 10
- I.4 Généralités sur les matériaux magnétiques 13
- I.5 Les matériaux utilisés dans la fabrication du transformateur 17

CONCLUSION 30

II. COMPOSANTS PLANAIRES 30

- II.1 Introduction 30
- II.2 Applications 33

CONCLUSION 38

III. SCHEMA EQUIVALENT DU TRANSFORMATEUR 38

- III.1 Définition de la modélisation 38
- III.2 Modèle simple 38
- III.3 Modèle Moyenne fréquence 39
- III.4 Modèle Haute fréquence 40

CONCLUSION 43

**CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE
FABRICATION DU TRANSFORMATEUR**

INTRODUCTION 44

I. TECHNOLOGIE DE FABRICATION CMOS 45

- I.1 Description de la technologie 45
- I.2 Avantages et inconvénients de la technologie CMOS 46
- I.3 Exemples de composants passifs réalisés en technologie CMOS 46
- I.4 Conclusion sur la technologie CMOS 48

TABLE DES MATIERES

II. TECHNOLOGIE MMIC (MONOLITHIC MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS)	49
II.1 Description de la technologie MMIC	49
II.2 Avantages et inconvénients de la technologie MMIC	50
II.3 Conclusion sur la Technologie MMIC	50
III. TECHNOLOGIE DE FABRICATION MEMS	51
III.1 Description de la technologie MEMS (Micro Electro Mechanical Systems)	51
III.2 Avantages et inconvénients de la technologie MEMS	53
III.3 Exemples de composants passifs fabriqués en technologie MEMS :	53
III.4 Conclusion sur la technologie MEMS :	56
IV. TECHNOLOGIE DE FABRICATION LTCC	56
IV.1 Description de la technologie LTCC	56
IV.2 Avantages et inconvénients de la technologie LTCC	58
IV.3 Exemples de composants passifs fabriqués en technologie LTCC	58
IV.4 Conclusion sur la technologie LTCC	61
V. CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION	61
VI. CHOIX DES MATERIAUX DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR	63
VI.1 Substrat de base	63
VI.2 Matériaux conducteurs	65
VI.3 Les isolants	66
VI.4 Matériaux magnétiques	67
CONCLUSION.....	70

CHAPITRE III : SIMULATION ET ETUDE DE STRUCTURES

INTRODUCTION	71
I. PRESENTATION DE QUELQUES STRUCTURES DE TRANSFORMATEURS	72
I.1 Structure à enroulement entrelacées	72
I.2 Structure à enroulements empilés (STACK)	76
I.3 Structure Vis-A-Vis ou Face-To-Face	81
I.4 Structure 3D	82
I.5 Bilan et choix de la structure du transformateur	88
II. SIMULATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA STRUCTURE DU TRANSFORMATEUR	90

TABLE DES MATIERES

II.1	Outil de conception et simulation	90
II.2	Design de la structure du transformateur	92
II.3	Modèle choisi du transformateur	94
II.4	Dimensionnement du transformateur	96
II.5	Dimensionnement du transformateur Face-To-Face	97
II.6	Conclusion sur le dimensionnement du transformateur Face-To-Face	107
CONCLUSION.....		110

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

INTRODUCTION :		111
I. PREPARATION DES SUBSTRATS		112
I.1	Présentation des Substrats de YIG	112
I.2	Collage des substrats	113
I.3	Sciage des substrats	114
I.4	Rodage des substrats	115
I.5	Polissage des substrats	116
II. DEPOT DE LA COUCHE DE CUIVRE PAR PULVERISATION CATHODIQUE		118
II.1	Principe de la pulvérisation cathodique	119
II.2	Les Etapes du dépôt	121
III. REALISATION DES BOBINAGES EN SALLE BLANCHE		123
III.1	Présentation de la salle blanche	124
III.2	Etapes de photolithographie	124
IV. REALISATION DES CONNEXIONS		136
IV.1	Présentation de l’Air Bridge	137
IV.2	Etapes de fabrication du Air Bridge (Via Horizontal) :	138
V. FABRICATION DU TRANSFORMATEUR ENTRELACE SIMPLE COUCHE		139
V.1	Rappel de la structure et design du transformateur entrelacé avec air bridge	139
V.2	Réalisation technologique du transformateur entrelacé	141
VI. FABRICATION DU TRANSFORMATEUR ENTRELACE DOUBLE COUCHES		144
VI.1	Sciage de la couche supérieure	144

TABLE DES MATIERES

VI.2 Positionnement de la couche supérieure sur le transformateur entrelacé	145
VII. FABRICATION DU TRANSFORMATEUR FACE-TO-FACE	147
VII.1 Rappel de la structure et du design du transformateur Face-To-Face	147
VII.2 Réalisation technologique du transformateur Face-To-Face	148
CONCLUSION	155

CHAPITRE V : CARACTÉRISATION ET EXTRACTION DES PARAMÈTRES DU MODÈLE DU TRANSFORMATEUR

INTRODUCTION	156
I. MOYEN DE MESURE BASSE FREQUENCE	157
I.1 Description du banc LCRmètre	157
I.2 Principe de mesure	158
I.3 Compensation et erreurs (câbles et pointes)	159
II. MOYEN DE MESURE HAUTE FREQUENCE	159
II.1 Principe de fonctionnement de l'Analyseur Vectoriel de Réseaux	160
II.2 Analyseur Vectoriel de Réseaux ZVA67 du laboratoire LT2C	161
II.3 Calibrage de l'Analyseur Vectoriel de Réseaux	162
III. EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR	164
III.1 Caractérisation basse fréquence	165
III.2 Caractérisation haute fréquence	167
III.3 Comparaison entre les structures réalisées	183
CONCLUSION	184

CONCLUSION GÉNÉRALE185

ANNEXE191

REFERENCES198

INTRODUCTION GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La diminution des volumes occupés par les composants (actifs et passifs) est devenue un large domaine de recherche. L'objectif de cette course à la miniaturisation est d'une part d'augmenter le nombre de fonctionnalités sur la même puce entraînant ainsi de nouveaux marchés s'étendant du domaine des télécommunications représenté par le marché du téléphone portable à l'avionique et à l'automobile. D'autre part, la miniaturisation a permis la réduction des coûts par la mise en place de procédés de fabrication collective. Cependant, il est à noter que cette démarche (Loi de Moore) exponentielle pour les composants actifs reste limitée pour les composants passifs.

Le projet THOR regroupant un ensemble de partenaires industriels et universitaires, financé par un consortium européen, s'inscrit dans cette problématique. Ce projet vise à développer des applications d'électronique de puissance efficace, fiable avec un maximum d'intégration pour l'automobile, le médical et principalement l'avionique. Dans l'avionique, l'objectif est d'intégrer des composants fonctionnant à haute température à la place des systèmes hydraulique et mécanique dans plusieurs fonctions (freinage, moteurs etc...) comme l'illustre la figure 1. Cette approche permettra une réduction des coûts et un gain considérable en volume occupé par la limitation des systèmes de refroidissement.

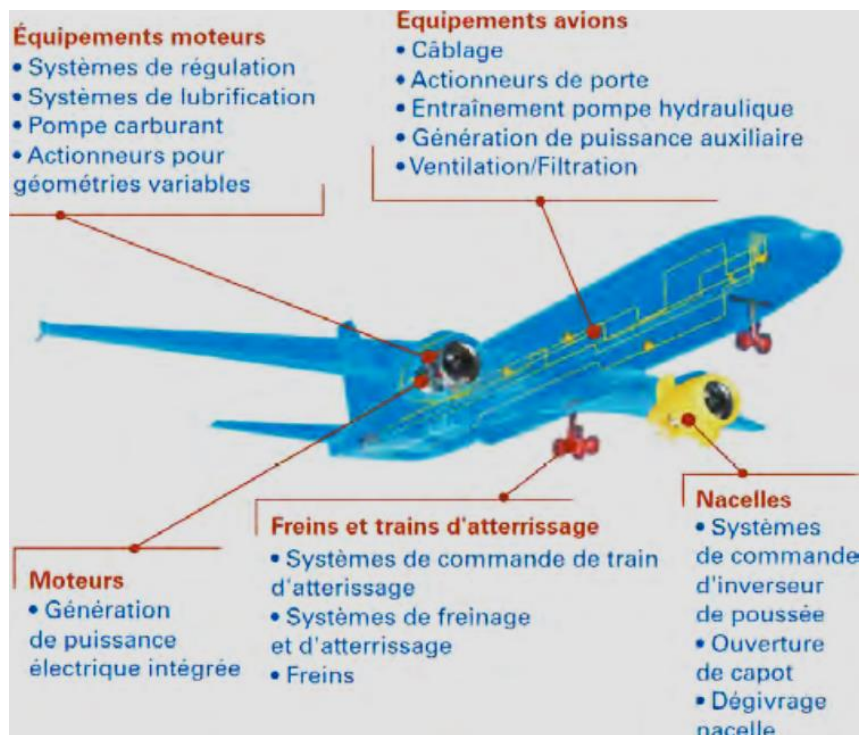


Fig.1 : Actionneurs mécaniques et hydrauliques dans un avion source "Hispano-Suiza"

INTRODUCTION GENERALE

Un des objectifs du projet THOR est de développer des dispositifs de puissance haute température (IGBT, JFET...) sur la base d'un process sur SOI ou sur carbure de silicium ciblant des tensions allant de 200V à 3000V.

Le laboratoire *Ampère (UMR 5005)* est impliqué dans le projet THOR pour le développement d'un étage driver permettant de piloter les interrupteurs de puissance. Les interrupteurs étant situés à proximité directe de l'étage driver et les tensions de sorties pouvant atteindre 3000 V, une isolation galvanique est obligatoire. Anciennement, les opto-coupleurs étaient utilisés pour assurer l'isolation galvanique dans les étages driver. Cependant, afin de pouvoir utiliser ces composants à haute température et assurer une meilleure intégration, les opto-coupleurs ne sont plus adaptés et sont remplacés par les transformateurs.

Le laboratoire *LT2C* est chargé de développer des transformateurs planaires assurant l'isolation galvanique pouvant atteindre 2000 V. Afin d'aboutir, une démarche a été mise en place comprenant :

- la conception et le dimensionnement du transformateur,
- la modélisation du transformateur,
- la fabrication et la caractérisation du transformateur.

Dans ce travail, on s'intéressera essentiellement à la conception, dimensionnement, fabrication et caractérisation du transformateur. Une autre thèse au sein du laboratoire *LT2C* traitera de la modélisation du transformateur ; le modèle défini dans cette thèse sera utilisé pour l'extraction des paramètres de nos transformateurs.

L'objectif de cette thèse est de développer et fabriquer un transformateur planaire en se basant sur les compétences, savoir-faire et moyens disponibles au laboratoire *LT2C*. Il est important de mentionner que le transformateur à réaliser ne doit pas nécessairement répondre à un cahier des charges pointu pour une application visée, mais plutôt de développer une méthodologie pouvant répondre et s'adapter à différents cahiers des charges et ainsi à diverses applications.

Ce document comprend cinq chapitres :

Le premier chapitre est une introduction générale sur les transformateurs. Au cours de cette introduction nous donnons aperçu sur les transformateurs de façon générale avant de

INTRODUCTION GENERALE

basculer et de s'intéresser aux transformateurs planaires. Nous ferons une distinction entre les transformateurs "*planar*" et transformateurs "*planaires*" avant de donner les principaux matériaux utilisés dans la fabrication des transformateurs *planaires*. Quelques exemples d'utilisation des transformateurs planaires, des applications de puissance et applications de signal seront également présentés. Nous avons jugé également nécessaire de présenter quelques exemples de modèles de transformateurs existant dans la littérature.

Le deuxième chapitre est consacré au choix de la technologie de fabrication. Dans ce chapitre, nous commençons par faire un tour d'horizon sur les principales technologies de fabrication de composants passifs (CMOS, MMIC, MEMS, LTCC). Pour chacune de ces technologies, nous donnerons le principe de réalisation, avantages et inconvénients de la technologie et finalement quelques exemples de réalisation. A la fin de cette étude, nous ferons un choix de technologie de fabrication ainsi que les matériaux qui seront utilisés dans la fabrication du transformateur et leur élaboration.

Après avoir choisie une technologie de fabrication, le troisième chapitre sera consacré à l'étude, au choix et au dimensionnement du transformateur. Pour cela nous avons scindé ce chapitre en deux parties : dans la première partie, nous présentons les différentes structures de transformateurs à savoir : Entrelacé, Stack, Face-To-Face et 3D, chacune de ces structures étant illustrée par quelques exemples. Les principales caractéristiques de chaque structure seront également précisées. A la fin de cette partie, nous dressons un bilan des structures et nous ferons un choix répondant au cahier des charges :

- une inductance au primaire entre $1\mu\text{H}$ et $10\mu\text{H}$,
- une capacité parasite entre primaire et secondaire entre 1pF et 10pF ,
- un coefficient de couplage de 0,8 à 0,9,
- une fréquence de fonctionnement entre 2 MHz et 20 MHz,
- une tenue en tension $> 2\text{ kV}$,
- une résistance des bobines entre 1Ω et 10Ω ,
- une faible surface occupée.

Dans la deuxième partie, nous effectuerons le dimensionnement de la structure choisie à l'aide du logiciel HFSS. Nous étudierons en particulier l'évolution des 4 paramètres principaux de notre cahier des charges (inductance magnétisante, résistance des enroulements, capacités entre enroulements et coefficient de couplage) en fonction de la fréquence. Nous

INTRODUCTION GENERALE

donnerons en fin de deuxième partie un tableau récapitulatif des dimensions retenues du transformateur.

Le quatrième chapitre est le cœur de ce travail, il traite de la réalisation technologique du transformateur. Dans ce chapitre deux structures de transformateurs sont réalisées. Nous détaillerons les étapes de réalisation :

- préparation des substrats,
- dépôt de la couche conductrice,
- photolithographie en salle blanche,
- gravure de la couche conductrice.

Nous détaillerons également les étapes de réalisation d'un pont "*Air Bridge*" qui permet d'assurer la connexion entre le plot central du transformateur et le plan de masse en substitution des connexions classiques par bondings. Une étape d'assemblage par brasage est nécessaire dans le procédé de fabrication de la structure, cette étape également réalisée au laboratoire LT2C sera présentée.

Le dernier chapitre du manuscrit est consacré à la présentation des résultats de caractérisation des transformateurs réalisés. Pour cela, nous ferons appel au modèle développé au laboratoire *LT2C*. Les résultats présentés illustrent l'évolution des 4 paramètres clés du cahier des charges en fonction de la fréquence. On fera également pour les deux structures réalisées, une comparaison de cette évolution avec les simulations obtenues par HFSS.

Au terme de ce manuscrit, nous dressons un bilan général sur les travaux menés dans cette étude et nous présentons les perspectives et évolutions possibles de ce travail.

**CHAPITRE I :
INTRODUCTION AU
TRANSFORMATEUR PLANAIRE**

SOMMAIRE

I. INTRODUCTION	6
I.1 Définition d'un transformateur	6
I.2 Principe de fonctionnement d'un transformateur	7
I.2.1 Le transformateur idéal	7
I.2.2 Le transformateur réel	8
I.3 Pertes dans les enroulements	10
I.3.1 Effet de peau	10
I.3.2 Effet de proximité	12
I.4 Généralités sur les matériaux magnétiques	13
I.4.1 Rôle du circuit Magnétique	13
I.4.2 Les matériaux magnétiques et leurs caractéristiques	13
I.4.3 Les pertes dans les matériaux magnétiques	15
I.5 Les matériaux utilisés dans la fabrication du transformateur	17
I.5.1 Le conducteur	17
I.5.2 Isolants électriques	21
I.5.3 Matériaux magnétiques	24
CONCLUSION	30
II. COMPOSANTS PLANAIRES	30
II.1 Introduction	30
II.1.1 Avantages et inconvénients des composants planaires	31
II.1.2 Les différents types de composants planaires	32
II.2 Applications	33
II.2.1 Applications de puissance	33
II.2.2 Applications pour le transfert signal	35
II.2.3 Applications particulières	37
CONCLUSION	38
III. SCHEMA EQUIVALENT DU TRANSFORMATEUR	38
III.1 Définition de la modélisation	38
III.2 Modèle simple	38
III.3 Modèle Moyenne fréquence	39
III.4 Modèle Haute fréquence	40
CONCLUSION	43

Le transformateur est un composant passif utilisé dans de nombreuses applications notamment dans les convertisseurs de puissance. La fonction du transformateur varie en fonction de son utilisation soit transmission de puissance soit transmission de signal, tout en assurant une isolation galvanique.

Avec l'apparition des technologies de fabrication microélectronique et la course à la miniaturisation, les transformateurs ont vu leurs concepts de base (bobinage) évoluer pour suivre cette miniaturisation.

Dans ce premier chapitre, nous proposons de faire une présentation générale sur les transformateurs. Pour cela, dans la première partie du chapitre nous traitons de la définition du transformateur, de son principe de fonctionnement, de ses équations ainsi que des pertes présentes dans le transformateur (pertes fer, pertes cuivre), complétées par une petite introduction sur les matériaux magnétiques et leurs rôles dans le transformateur.

Dans la deuxième partie, nous aborderons les nouvelles générations de transformateurs tout en faisant une distinction entre les transformateurs planars utilisant un noyau magnétique usiné et planaires utilisant des techniques de couches minces. Les matériaux utilisés dans la réalisation des transformateurs et quelques exemples d'applications seront également présentés.

La dernière partie est consacrée à la présentation de quelques schémas équivalents de transformateurs planaires existants dans la littérature en partant du modèle simple pour un transformateur idéal pour arriver à des modèles plus complexes prenant en compte les différentes pertes.

I. INTRODUCTION

I.1 Définition d'un transformateur

Un transformateur est un composant magnétique qui permet de modifier les valeurs des courants et/ou des tensions délivrés par une source alternative reliée au primaire en d'autres valeurs de courants ou tensions au secondaire sans changer la forme et la fréquence du signal initial. Classiquement les deux parties du transformateur n'ont aucune liaison électrique entre elles, c'est-à-dire que les enroulements primaire et secondaire sont isolés galvaniquement. Cependant, cette isolation n'est plus assurée dans le cas de l'autotransformateur où l'enroulement secondaire représente une partie de l'enroulement primaire (Fig.2).

Le transformateur est généralement constitué de deux bobinages fortement couplés, d'un noyau et d'un isolant :

- les bobinages primaire et secondaire : ils sont constitués d'un conducteur souvent en cuivre et éventuellement en aluminium, bobinés autour du noyau (Fig.3),
- le noyau : peut être magnétique ou non selon l'application désirée, mais l'utilisation d'un matériau magnétique permet de mieux canaliser les lignes de champ magnétique et ainsi d'augmenter les performances du transformateur,
- les isolants : ils assurent l'isolation électrique entre spires, entre les couches des bobinages et entre les deux bobinages du transformateur (Fig.3).

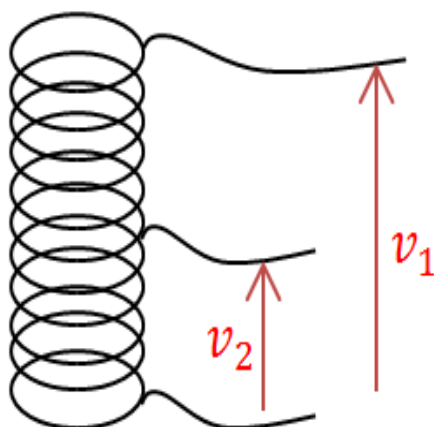


Fig.2 : Autotransformateur : le bobinage secondaire est une partie du bobinage primaire

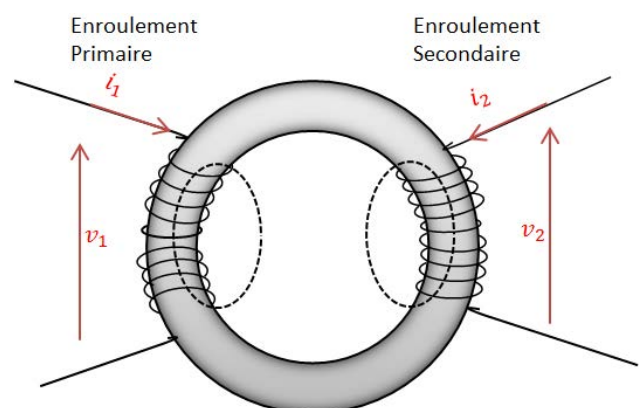


Fig.3 : Transformateur classique : le bobinage primaire et secondaire sont séparés

I.2 Principe de fonctionnement d'un transformateur

Quelle que soit la fonction assurée par le transformateur, le principe de fonctionnement reste toujours le même : une source de tension variable reliée au primaire crée un flux magnétique variable à travers l'enroulement primaire. Ce flux magnétique traverse l'enroulement secondaire et une tension induite apparaît aux bornes de ce second enroulement.

Afin d'établir les équations du transformateur, nous considérons dans un premier temps que le transformateur est un transformateur idéal.

I.2.1 Le transformateur idéal

Un transformateur est dit idéal lorsque :

- toutes les pertes Joule dans les conducteurs, fer dans le matériau magnétique sont considérées comme nulles (négligées),
- pas de fuite magnétique : les lignes de champ sont parfaitement canalisées, c'est-à-dire que le flux magnétique créé par l'enroulement primaire est entièrement embrassé par l'enroulement secondaire.

En considérant un noyau torique (Fig.4), les lignes de champ étant des cercles nous pourrions appliquer le théorème d'Ampère :

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \sum i$$

$$H \cdot l = nI$$

$l = 2\pi R$: Périmètre d'un cercle de rayon R

L'excitation magnétique peut être exprimée par :

$$H = \frac{1}{2\pi R} (n_1 i_1 + n_2 i_2)$$

L'expression du champ magnétique dans un milieu homogène et isotrope est donnée par :

$$B = \mu_0 \mu_r H = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi R} (n_1 i_1 + n_2 i_2)$$

Donc le flux φ du champ magnétique \vec{B} à travers une section droite du tore peut être donné par :

$$\varphi = \iint \vec{B} \cdot d\vec{S} = BS = \frac{\mu_0 \mu_r}{2\pi R} (n_1 i_1 + n_2 i_2) S$$

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

Cette relation donne le flux pour une spire, pour n spires le flux à travers le circuit devient

$$\Phi = n \times \varphi$$

D'après la loi de Faraday généralisée on obtient au primaire :

$$v_1 = -e_1 = -\frac{d\phi_1}{dt} = -n_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (1)$$

De la même façon, on obtient au secondaire :

$$v_2 = n_2 \frac{d\phi_2}{dt} = n_2 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{car} \quad \phi = \phi_1 = \phi_2 \quad (2)$$

À partir de (1) et (2) on peut déduire le rapport de transformation en tension m :

$$m = |v_2/v_1| = n_2/n_1 \quad (3)$$

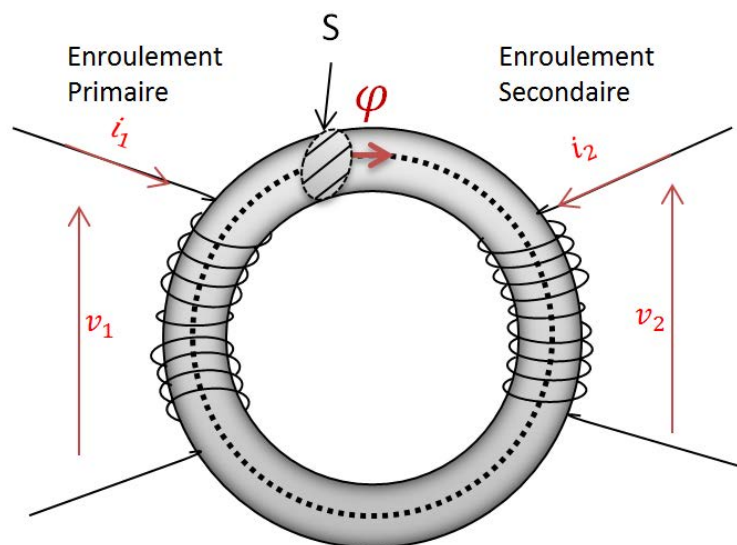


Fig.4 : Transformateur bobiné autour d'un noyau torique

1.2.2 Le transformateur réel

Au contraire du transformateur idéal, le transformateur réel est le siège de plusieurs pertes qui ne sont plus négligeables :

- pertes cuivre : Pertes Joules dans les enroulements du transformateur,
- pertes fer : résultantes des pertes par courant de Foucault et des pertes par hystérésis dans le noyau magnétique.

En plus des pertes cuivre et fer, le flux magnétique généré par l'enroulement primaire n'est pas totalement transféré au travers de l'enroulement secondaire, on parle de fuites magnétiques. La figure 5 illustre ce phénomène.

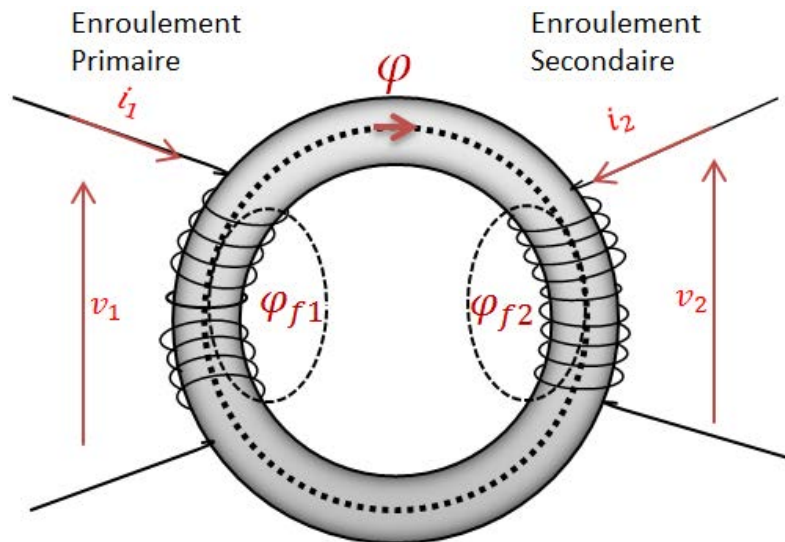


Fig.5 : Illustration des fuites dans le transformateur

Soit φ_1 , le flux généré à travers une spire du bobinage primaire.

Soit φ , le flux à travers une section droite du circuit magnétique

Soit φ_{12} , le flux défini à travers une spire du bobinage secondaire (à vide, produit par le courant i_1 dans l'enroulement secondaire).

Le flux de fuite par spire primaire est $\varphi_{f1} = \varphi_1 - \varphi$.

Soit l_1 , l'inductance de fuite primaire on aura :

$$l_1 \times i_1 = n_1 \times \varphi_{f1} = n_1 \times (\varphi_1 - \varphi)$$

L'inductance mutuelle est définie telle que :

$$M \times i_1 = n_2 \times \varphi_{12}$$

$$M = \sqrt{(L_1 - l_1) \times (L_2 - l_1)}$$

$$L_1 = \frac{n_1 \varphi_1}{i_1}$$

$$L_2 = \frac{n_2 \varphi_2}{i_2}$$

L_1, L_2 : Inductances propres des bobinages primaire et secondaire

Si $l_1 = l_2 = 0$, on obtient donc ce cas $M = \sqrt{L_1 \times L_2}$.

Pour exprimer l'importance du couplage magnétique entre l'enroulement primaire et secondaire on introduit la notion de coefficient de couplage k qui est défini comme suit :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

$$0 \leq k \leq 1$$

I.3 Pertes dans les enroulements

Comme nous l'avons indiqué dans le paragraphe précédent, les conducteurs des enroulements sont le siège de pertes. Aux pertes par effet Joule en basse fréquence s'ajoutent en haute fréquence des pertes supplémentaires : effet de peau et effet de proximité.

I.3.1 Effet de peau

L'effet de peau dans un conducteur est provoqué par le courant circulant à travers le conducteur lui-même, il représente la modification de la répartition de la densité du courant dans le conducteur [LoKe89][Robe99]. En effet, lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant variable $i(t)$ il crée un champ magnétique $B(t)$ variable à l'intérieur de ce dernier. Cette variation du champ magnétique $B(t)$ génère un flux φ et une f.é.m. induite. Des courants induits appelés *courants de Foucault* apparaissent dans le conducteur, ces courants sont de sens opposés au courant principal dans le centre du conducteur et de même sens à la périphérie du conducteur (Fig.6). De ce fait, le courant est atténué au centre du conducteur et augmenté à la périphérie.

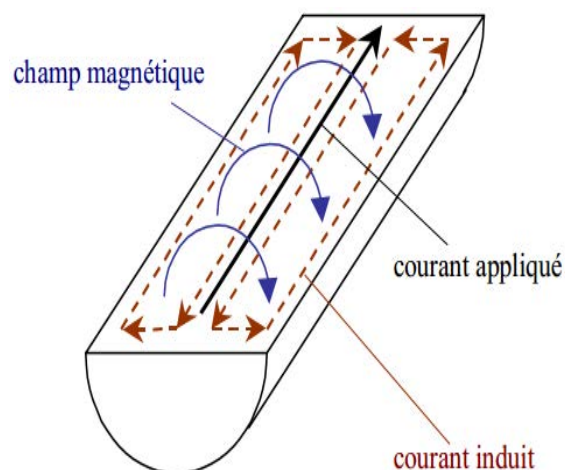


Fig.6 : Origines de l'effet de peau [Robe99]

La figure 7 donne l'évolution de la densité du courant en fonction de l'épaisseur de peau δ qui correspond géométriquement à la zone dans laquelle le courant est concentré.

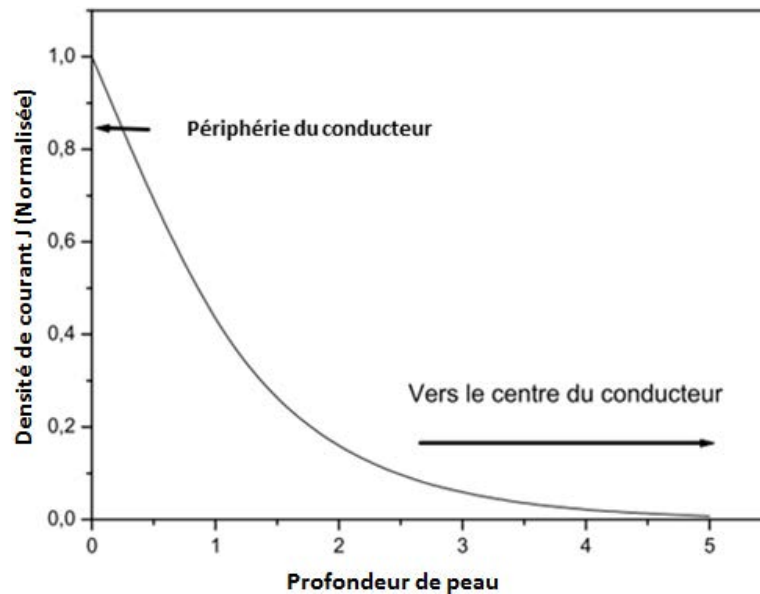


Fig.7 : Densité de courant en fonction de la profondeur de peau [Alla10]

Pour un conducteur en cuivre en retrouve :

$$\delta(cm) = \frac{1}{\sqrt{\frac{\pi \cdot \mu_0 \mu_r \cdot f}{\rho}}} = \frac{6,6}{\sqrt{f(Hz)}}$$

- μ_0 : Perméabilité magnétique du vide ($4\pi \cdot 10^{-7}$);
- μ_r : Perméabilité magnétique relative du matériau (1 pour le cuivre);
- f : Fréquence en Hz ;
- ρ : Résistivité du conducteur en $\Omega \cdot m$ ($1,7 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ pour le cuivre).

En très basse fréquence le phénomène de l'effet de peau est négligeable. Cependant en haute fréquence, l'augmentation des *courants de Foucault* tend à réduire la densité du courant dans le centre du conducteur et à augmenter la densité du courant à la périphérie du conducteur. Cette nouvelle distribution de la densité du courant se traduit par une augmentation de la résistance apparente du conducteur puisque sa section diminue alors que la fréquence augmente. On peut alors définir une résistance alternative : R_{ac}

$$R_{ac} = \alpha \times R_{dc}$$

- R_{ac} : résistance du conducteur en HF
- R_{dc} : résistance du conducteur en BF
- α : coefficient lié au conducteur et fonction de la fréquence.

Cependant, l'effet de peau seul ne suffit pas pour expliquer l'augmentation des pertes dans les conducteurs aux hautes fréquences.

1.3.2 Effet de proximité

On a vu précédemment que lorsqu'un conducteur est traversé par un courant variable un effet de peau apparait à cause des *courants de Foucault*. Lorsque ce conducteur est placé à côté d'un autre conducteur un autre effet apparait : *l'effet de proximité*.

La figure 8 illustre le principe de l'effet de proximité [Robe99]. Lorsqu'un conducteur est traversé par un courant variable, il génère un champ magnétique variable interne et externe au conducteur. La variation du champ magnétique externe induit des *courants de Foucault* dans le conducteur qui se trouve à proximité et ainsi engendre des pertes par effet Joule. Ce phénomène d'effet de proximité peut se voir accentuer en présence d'un matériau magnétique qui canalise les lignes de champ et augmente le champ magnétique ce qui se traduira par une augmentation significative des effets de proximité.

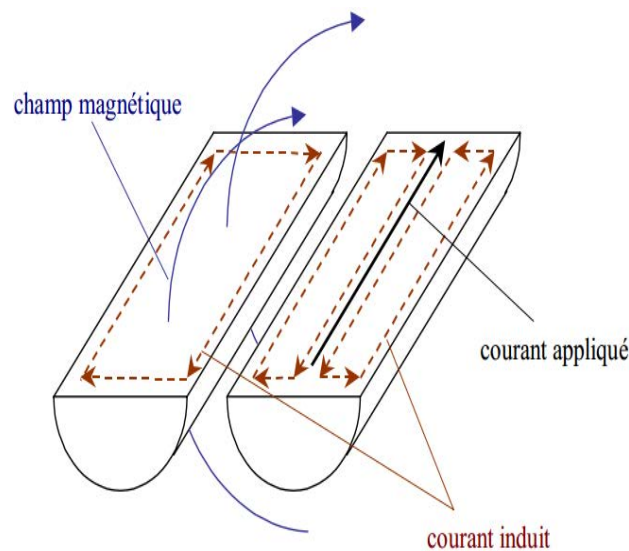


Fig.8 : Origines de l'effet de proximité [Robe99]

Contrairement à l'effet de peau, l'effet de proximité est mathématiquement difficile à déterminer. Il dépend de plusieurs paramètres comme la fréquence, la géométrie des conducteurs, l'arrangement des conducteurs, l'espacement entre conducteurs etc...

Cependant quelques travaux ont été réalisés sur la modélisation de l'effet de proximité [MeIs04], d'autres encore proposent des solutions pour réduire l'effet de proximité comme par exemple respecter un espacement limite entre les conducteurs [VaZi88].

I.4 Généralités sur les matériaux magnétiques

I.4.1 Rôle du circuit Magnétique

Le noyau magnétique dans le transformateur assure deux fonctions principales : réduire les fuites magnétiques et améliorer les performances du transformateur. En effet, l'utilisation d'un matériau magnétique permet de canaliser les lignes de champ dans la structure en vue d'assurer un meilleur couplage entre enroulements. Il faut pour cela utiliser un matériau qui possède une perméabilité la plus élevée possible, qui présente une aimantation à saturation élevée et qui ne génère pas trop de pertes aux fréquences utilisées.

I.4.2 Les matériaux magnétiques et leurs caractéristiques

Selon le comportement du matériau magnétique en présence d'une excitation magnétique, on peut classer les matériaux magnétiques utilisés dans la fabrication des transformateurs sous deux principaux types [Ohan00]:

- les matériaux ferromagnétiques,
- les matériaux ferrimagnétiques.

La principale caractéristique d'un matériau magnétique est son cycle d'hystérésis $B(H)$ obtenu par la variation alternative d'une excitation H entre deux valeurs limites $-H_{max}$ et $+H_{max}$. De la courbe d'hystérésis (Fig.9), on peut retirer les propriétés suivantes :

- le champ magnétique à saturation B_{sat} ,
- le champ rémanent B_r ,
- l'excitation coercitive H_c .

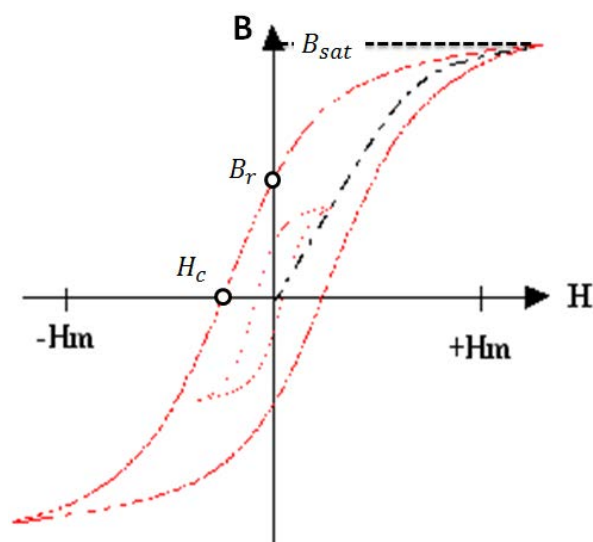


Fig.9 : Cycle d'hystérésis d'un matériau magnétique

1.4.2.1 Champ rémanent

Lorsqu'on applique une excitation H élevée, on remarque qu'après annulation de l'excitation, les domaines magnétiques ne sont pas tous revenus à leur état initial. La valeur du champ B lorsque l'excitation H est annulée ($H = 0$) est appelée le champ rémanent B_r (Fig.10).

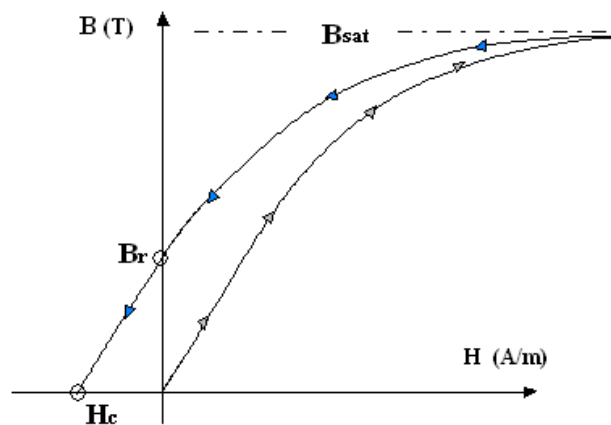


Fig.10 : Champ rémanent

1.4.2.2 Excitation coercitive : H_c

Elle correspond à l'excitation magnétique H à appliquer à un matériau ayant atteint son aimantation à saturation pour ramener son aimantation à zéro. La valeur de l'excitation coercitive H_c permet de définir la nature du matériau magnétique : dur ou doux.

1.4.2.3 La perméabilité magnétique

La perméabilité magnétique caractérise la capacité d'un matériau à s'aimanter. Elle est donnée par la relation $\vec{B} = \mu \vec{H}$ et correspond à la pente de la caractéristique $B(H)$ (Fig.11).

$$\text{Où} \quad \mu = \mu_0 \times \mu_r$$

μ_0 : Perméabilité du vide égale à $4\pi \times 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$.

μ_r : Perméabilité relative dépend du matériau, du point de fonctionnement, de la température etc...

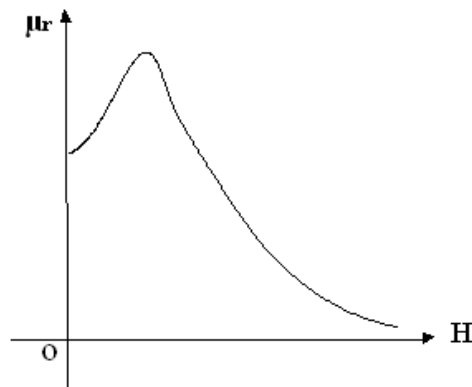


Fig.11 : Perméabilité magnétique relative d'un matériau magnétique

1.4.3 Les pertes dans les matériaux magnétiques

Lorsqu'un matériau magnétique est soumis à un champ magnétique, une direction d'aimantation est ainsi imposée aux domaines magnétiques et de l'énergie est emmagasinée. Après démagnétisation, une partie de cette énergie est perdue et donne lieu à des pertes. Ces pertes sont appelées les *pertes fer* qui sont la résultante de deux types de pertes : par Hystérésis et par courants de Foucault.

1.4.3.1 Pertes par Hystérésis

Les pertes par hystérésis correspondent à l'énergie perdue lors d'un cycle d'hystérésis complet. Cette énergie perdue est l'énergie nécessaire pour faire basculer les parois de Bloch d'un point d'épinglage à un autre (les points d'épinglage correspondent à des défauts du matériau ; impuretés, lacunes, dislocations etc...). Cette énergie est dissipée dans le matériau magnétique sous forme de chaleur et correspond à l'air du cycle dans le plan $\varphi(i)$.

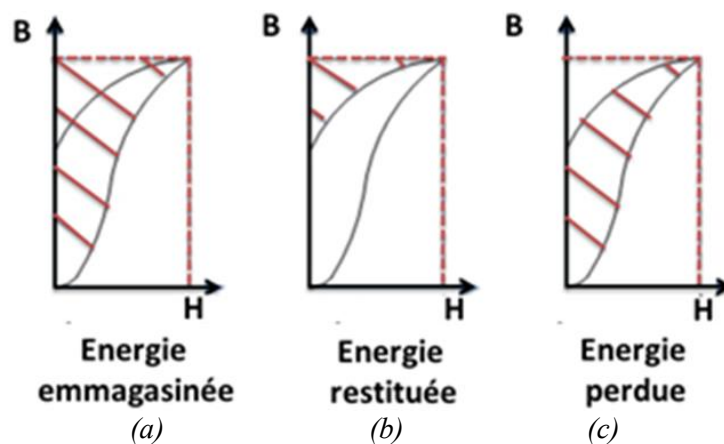


Fig.12 : Pertes par hystérésis.

À partir de la figure 12 on constate, qu'en présence d'une excitation magnétique variable, le matériau magnétique emmagasine de l'énergie (Fig.12. a). Une fois que l'excitation appliquée est annulée, l'énergie emmagasinée n'est pas complètement restituée (fig.12. b). La Figure 12.c représente l'énergie perdue pendant un demi-cycle d'hystérésis. L'aire du cycle d'hystérésis est proportionnelle à l'énergie perdue pendant une période. La puissance dissipée dépend de la fréquence avec laquelle le cycle est décrit suivant la relation :

$$P = \frac{W_{cy}}{T} = W_{cy} \cdot f$$

Avec :

P : Puissance dissipée (perdue) (W).

f : Fréquence (Hz).

W_{cy} : Aire du cycle (Joule dans le plan $\varphi(i)$).

1.4.3.2 Pertes par courant de Foucault

Comme rappelé au paragraphe **I.3.1**, la variation d'un flux magnétique engendre des courants induits dans les conducteurs qui s'appellent *courants de Foucault*. Le matériau magnétique plus ou moins conducteur est soumis au même effet. Quelle que soit la fréquence, ces *courants de Foucault* existent dans le matériau magnétique :

- Si le matériau magnétique est bon conducteur (fer, tôle FeSi...) l'effet apparait dès les plus basses fréquences.
- Si le matériau magnétique présente une résistivité élevée, l'effet apparait à des fréquences plus élevées : 10 kHz pour les ferrites M_nZ_n , 1 MHz pour les N_iZ_n et au-delà de 10 MHz pour les grenats.

Les variations rapides de l'aimantation $\frac{dM}{dt}$ engendrent des variations de flux et des courants induits dans le matériau magnétique (plus ou moins conducteur). Ces courants provoquent un échauffement et ainsi des pertes qui se traduisent par un gonflement du cycle d'hystérésis (Fig.13).

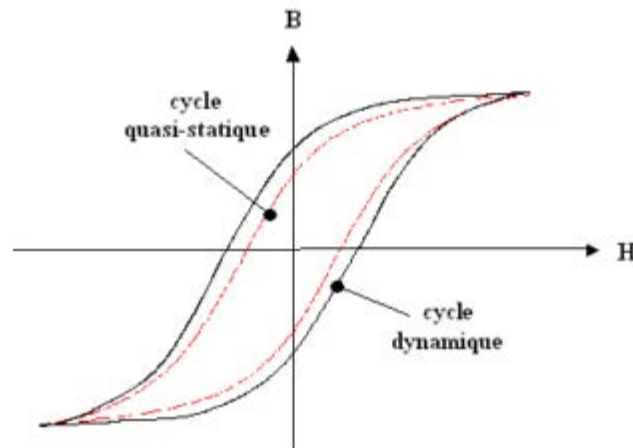


Fig.13 : Influence des courants de Foucault sur le cycle d'hystérésis

La modélisation des pertes par courants de Foucault est très complexe. Cependant quelques solutions ont été proposées pour réduire ces pertes en utilisant des matériaux magnétiques à plus forte résistivité pour réduire la circulation des *courants de Foucault* comme par exemple le fer avec addition de silicium ou les ferrites. Une autre solution consiste à utiliser des circuits magnétiques feuilletés isolés électriquement entre eux par une couche d'isolation (ex : oxydation surfacique).

Après cette brève explication des phénomènes physiques présents dans les matériaux conducteurs et les matériaux magnétiques, on s'intéresse dans ce qui suit aux matériaux utilisés dans la fabrication des transformateurs.

I.5 Les matériaux utilisés dans la fabrication du transformateur

Dans ce paragraphe, nous présentons les principaux matériaux utilisés dans la fabrication des transformateurs : les conducteurs, noyau magnétique et isolant.

1.5.1 Le conducteur

1.5.1.1 Les matériaux conducteurs

La forte conductivité et le prix sont les principaux critères de choix d'un matériau conducteur pour la fabrication des enroulements du transformateur. Le plus souvent on utilise le cuivre, son prix et sa bonne conductivité le font considérer comme le favori des matériaux chez les constructeurs.

D'autres matériaux peuvent être utilisés pour la fabrication des enroulements comme l'or qui a une bonne conduction; cependant son prix très élevé rend son utilisation dans la fabrication des enroulements très onéreuse et presque inexistante sur le marché. Dans le

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

meilleur des cas, il est utilisé pour réaliser des revêtements afin de prévenir l'oxydation des conducteurs.

Un autre exemple de matériau utilisé dans la fabrication est l'aluminium qui répond au critère de prix. Cependant sa plus faible conductivité réduit son champ d'utilisation et parfois nécessite un revêtement en cuivre pour améliorer sa conduction.

D'autres critères peuvent être ajoutés aux critères de choix précédents afin d'élargir le champ d'utilisation comme : résistance à la flexion, à la rupture, à la corrosion, etc...

Cette analyse simplifiée, le cuivre reste le meilleur matériau répondant au critère rapport qualité/prix, ce qui se traduit par sa large utilisation dans les transformateurs mais aussi dans la plupart des composants passifs.

1.5.1.2 Forme et types du conducteur

Il existe plusieurs sortes de conducteurs utilisés dans la fabrication des transformateurs, cependant on peut les séparer en deux groupes suivant la fréquence d'utilisation : conducteurs pour transformateur classique fonctionnant à des fréquences industrielles (50 Hz), et conducteurs pour des transformateurs intégrés fonctionnant à haute fréquence.

A. Conducteur dans les transformateurs classiques

On retrouve principalement deux formes de conducteurs

➤ le fil de cuivre émaillé, qui est le plus répandu dans la fabrication des transformateurs classiques. C'est un fil de bobinage constitué d'un conducteur cylindrique recouvert généralement d'une couche de vernis isolant. Il a la propriété d'être soudable et la possibilité d'être raccordé de façon rapide et efficace grâce à un étamage à $\sim 400^{\circ}\text{C}$. Ses caractéristiques sont : une excellente malléabilité, de très bonnes propriétés d'allongement et une isolation élevée et constante,

➤ le fil de Litz est un conducteur constitué de plusieurs brins isolés électriquement et torsadés. Ce type de fil est utilisé lorsque les pertes par *effet de peau* et de *proximité* sont très élevées dans un fil, typiquement à haute fréquence.

En plus du fil de Litz, d'autres formes de conducteurs peuvent exister pour des raisons d'encombrement ou de fonctionnement en haute fréquence comme les conducteurs méplats, multibrins ou fils divisés.

B. Conducteur dans les transformateurs intégrés

Avec l'apparition des techniques de fabrication microélectronique, les conducteurs classiques ne sont plus adaptés ce qui a donné naissance aux conducteurs appelés conducteurs plats ou conducteurs en couches minces (Fig.14).



Fig.14 : Conducteur plat utilisé dans la réalisation d'une inductance [WZZD05]

Dans la fabrication des transformateurs intégrés, le cuivre est le matériau quasi exclusivement utilisé [WZZD05][KPKK09][KuDu12]. La facilité de dépôt et de la gravure du cuivre constitue un atout significatif pour les technologies couches minces/épaisses. On ne peut noter qu'un seul inconvénient du cuivre ; l'oxydation. Pour cela, généralement une couche de passivation est nécessaire afin de prévenir cette oxydation.

Malgré que le cuivre soit le matériau très majoritairement utilisé, il convient de signaler que dans certains cas rares d'autres matériaux sont utilisés : on cite ici l'aluminium (Al) et l'argent (Ag). Dans les travaux de *J.Yunas et al.* [YuYe08], un transformateur sur deux niveaux de métal est réalisé avec des conducteurs en aluminium, tandis que dans les travaux de *K.Arshak et al.* [ArAE01], les conducteurs sont réalisés en argent par la technique de screen-printing.

Deux méthodes existent pour l'élaboration des conducteurs suivant la technique utilisée :

➤ Réalisation par gravure sélective

Cette technologie utilise des techniques dites sous vide telle que la pulvérisation cathodique ou l'évaporation. Le principe de ces techniques est de placer le substrat dans une enceinte sous vide (10^{-5} à 10^{-6} mbar) afin d'éliminer toutes impuretés pouvant exister dans

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

l'enceinte puis de réaliser un dépôt pleine plaque (sur toute la surface du substrat) du matériau conducteur. Ces techniques se caractérisent par la non-sélectivité du dépôt.

L'avantage des techniques de dépôt sous vide réside dans la qualité de la couche déposée très proche de celle de la cible et avec une assez bonne homogénéité de la couche sur toute la surface du substrat. L'inconvénient, surtout pour l'évaporation, est le temps de dépôt très long.

Après le dépôt de la couche conductrice, pour obtenir les motifs souhaités, d'autres étapes technologiques supplémentaires sont nécessaires. L'étape de réalisation des conducteurs sera réalisée par photolithographie en salle blanche, cette étape sera suivie par une étape de gravure sèche ou humide.

A titre d'exemple, dans les travaux de *J.Yunas et al. [YuYe08]*, les conducteurs du transformateur en aluminium sont réalisés par évaporation thermique (Fig.15). L'auteur rapporte que pour la réalisation des conducteurs de $3\mu\text{m}$ d'épaisseur, une série de 20 étapes a été réalisée pour obtenir cette épaisseur.

Au contraire de l'évaporation thermique, la pulvérisation cathodique est plus rapide. Dans les travaux de *D.YAYA* (Laboratoire LT2C) [*Sib112*] (Fig.16), pour la réalisation d'une couche de $5\mu\text{m}$ de cuivre par pulvérisation cathodique, 25 min seulement sont nécessaires.

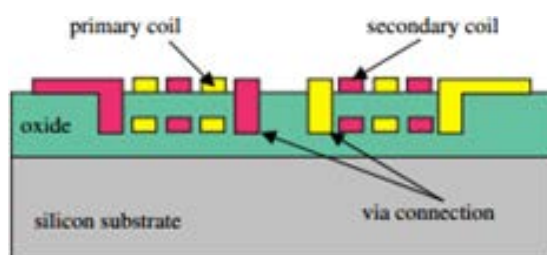


Fig.15 : Conducteur en Al obtenue par évaporation thermique [YuYe08]

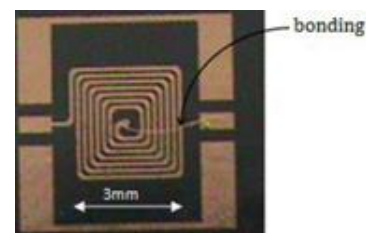


Fig.16 : Conducteur en Cu obtenue par pulvérisation cathodique [Sib112]

➤ Réalisation par dépôt sélectif

La deuxième approche consiste en l'élaboration des conducteurs à partir d'un substrat de base nu. Sur ce dernier une fine couche (10 nm - 100 nm) d'un matériau conducteur est déposée, cette couche est appelée couche d'accroche et sacrificielle. Par la suite un moule est réalisé à l'aide de résines épaisses (ex Su-8) par la technique de photolithographie, puis le

dépôt sélectif du cuivre est obtenu par électrolyse. La dernière étape consiste à éliminer le moule et la couche sacrificielle.

La possibilité d'obtenir un rapport de forme élevé ainsi qu'un dépôt rapide constituent les principaux avantages de l'électrolyse. Son inconvénient est la non-homogénéité du dépôt sur toute la surface du substrat.

Dans ses travaux, **O.Deleage [Dele09]** démontre une non-homogénéité des conducteurs de cuivre obtenus par électrodéposition (Fig.17). Selon l'auteur cette non-homogénéité peut être due à différents facteurs difficilement contrôlables : position de l'échantillon dans le bécher, vitesse d'agitation, etc...

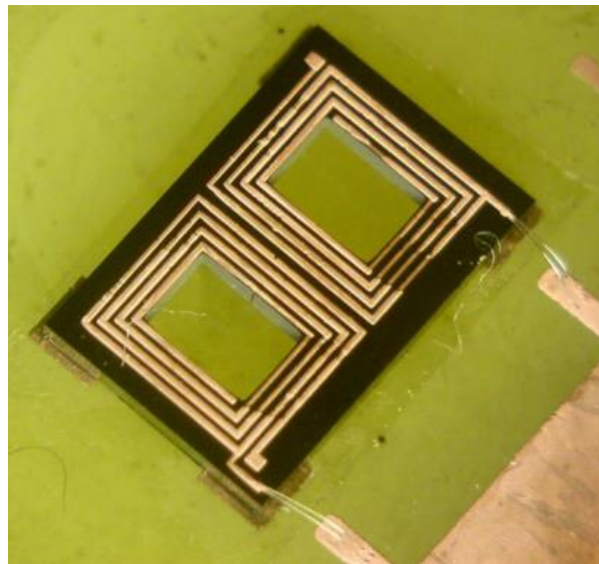


Fig.17 : Conducteur en cuivre non-homogène obtenu par électrodéposition [Dele09]

1.5.2 Isolants électriques

Les enroulements étant des conducteurs, une isolation électrique est obligatoire pour assurer le bon fonctionnement du transformateur.

En électronique les isolants sont aussi appelés diélectriques et sont des matériaux, solides, liquides ou gazeux qui ont une résistivité très élevée de l'ordre de 10^8 à 10^{16} $\Omega.m$ [RSLB08][MmRd10]. Leurs structures électroniques où les charges électriques sont piégées permettent d'interdire le passage du courant.

Dans le transformateur, l'isolant permet d'isoler l'enroulement primaire de l'enroulement secondaire, chaque couche de la suivante ainsi que les spires entre elles ce qui

assure le bon fonctionnement du transformateur. Deux paramètres principaux caractérisent un matériau diélectrique [RiWe13] :

1.5.2.1 La permittivité diélectrique

La permittivité diélectrique définit la réponse d'un matériau à une excitation électrique; souvent on parle de constante diélectrique ou permittivité relative. En effet, lorsqu'une excitation électrique est appliquée à un matériau diélectrique, le champ électrique sera modifié selon la constante diélectrique ε qui dépend de la polarisabilité du matériau. La permittivité peut être exprimée par :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \times \varepsilon_r$$

avec

ε_0 : Permittivité du vide

ε_r : Permittivité relative

ε : Permittivité absolue

1.5.2.2 Rigidité diélectrique

La *rigidité électrique* indique la valeur maximale de l'excitation électrique que peut supporter l'isolant électrique avant de subir une rupture diélectrique. Cette valeur appelée *tension de claquage* provoque une destruction partielle ou complète de l'isolant.

Cette destruction peut être réversible par la recombinaison des ions avec les électrons dans le cas des isolants liquides et gazeux, et non réversible dans le cas des isolants solides.

1.5.2.3 Types d'isolant diélectrique

Comme nous avons fait pour les matériaux conducteurs, nous classerons les matériaux diélectriques en deux classes : matériaux diélectriques pour transformateurs classiques (fréquences industrielles) et transformateurs intégrés (haute fréquence).

Pour commencer, nous rappelons que la permittivité relative et la rigidité diélectrique sont des grandeurs très importantes dans les transformateurs. Au contraire des composants capacitifs où une grande permittivité est recommandée, dans les transformateurs la permittivité doit être aussi petite que possible afin de limiter les éléments parasites capacitifs. A l'inverse, une forte rigidité diélectrique est recommandée dans les transformateurs. Cette forte valeur permettra de limiter l'épaisseur de la couche isolante et ainsi de réduire l'entrefer.

A. Matériaux diélectriques dans les transformateurs classiques :

Pour les transformateurs classiques fonctionnant à des fréquences industrielles (50 Hz), on trouve principalement deux isolants :

➤ les vernis : les conducteurs cylindriques et méplats sont recouverts d'une couche de vernis formant l'émail. Ces vernis sont une association de résine, solvant et siccatif.

➤ Le papier et le carton sont utilisés aussi comme isolant dans les transformateurs. Ces isolants sont des celluloses extraites du bois ou de l'alfa. Pour éviter qu'ils absorbent de l'eau, ces papiers sont imprégnés de diélectrique liquide.

En plus de ces deux principaux isolants dans les transformateurs classiques, on peut retrouver d'autres isolants comme le plastique, les céramiques etc... [*MmRd10*].

B. Matériaux diélectriques dans les transformateurs intégrés

La fonction et les propriétés d'un matériau diélectrique sont identiques pour les transformateurs classiques ou intégrés, cependant leurs techniques de mise en œuvre diffèrent.

Parmi les très nombreux matériaux diélectriques utilisés dans les transformateurs intégrés, on ne citera ici que deux matériaux le dioxyde de silicium SiO_2 et les résines. D'autres matériaux sont cités dans le chapitre II.

➤ Le dioxyde de silicium est le matériau diélectrique le plus utilisé en microélectronique. En plus de sa possible utilisation comme matériau isolant entre les enroulements du transformateur, il est utilisé dans les process sur silicium (CMOS, MMIC) comme une couche isolante entre le substrat de silicium et la couche conductrice.

Le dioxyde de silicium peut être obtenu par plusieurs techniques, on cite ici :

- déposé par pulvérisation cathodique radiofréquence [*RSLB08*],
- élaboré par oxydation thermique humide ou sèche du silicium [*DeGr65*].

➤ Les résines présentent deux avantages supplémentaires sur les autres matériaux diélectriques. D'une part les résines peuvent assurer deux fonctions en même temps : un moule pour la réalisation des conducteurs et assurer la fonction d'isolation (ex : la résine Su-8). D'autre part, les techniques d'élaboration des couches de résine sont très simples, on cite par exemple :

✓ **Le spin-coating** : c'est une technique très simple qui consiste à étaler une goutte de résine sur une surface en mettant en rotation le substrat. Par la suite les motifs sont réalisés par la technique de photolithographie [Shi06].

✓ **Le spray-coating** : est une technique qui consiste à vaporiser une résine sur toute la surface du substrat sous forme de spray. Les motifs sont réalisés soit par la technique de photolithographie soit en même temps que la vaporisation en utilisant un masque mécanique formant le motif [DFDP11].

1.5.3 Matériaux magnétiques

Il existe deux catégories de matériaux magnétiques : les matériaux magnétiques durs et les matériaux magnétiques doux. Cependant, dans les composants passifs comme les inductances et les transformateurs, les matériaux magnétiques doux sont exclusivement utilisés. La principale caractéristique des matériaux magnétiques doux est qu'ils s'aimantent et se désaimantent facilement ce qui permet un large domaine d'utilisation : réalisation de machine tournantes, transformateurs, inductances, etc...

Pour les composants passifs, dans le domaine d'application basse fréquence, les matériaux ferromagnétiques sont majoritairement utilisés. Ces matériaux ferromagnétiques sont caractérisés par une perméabilité très élevée allant jusqu'à 100000 et une aimantation à saturation élevée. Cependant, leur faible résistivité devient un inconvénient en haute fréquence (plus de pertes par courants de Foucault).

En fonction de la fréquence d'utilisation, plusieurs types de matériaux ferromagnétiques sont utilisés :

➤ en continu (DC) : le fer pur est généralement utilisé à cause de son induction à saturation élevée (2,15 T) et de son faible champ coercitif (inférieur à 20 A.m^{-1}). Reste que l'utilisation du fer pur est très limitée à cause de ses pertes par courants de Foucault dès quelques Hz,

➤ pour des fréquences industrielles (par exemple : 50 Hz). A cause de la bonne conductivité du fer, il est impérativement nécessaire de diminuer celle-ci. Pour cela la solution est d'utiliser des tôles à base d'alliage de fer et de les isoler entre elles (tôles dont l'épaisseur varie de quelques $\frac{1}{10}$ mm à 2 mm). Principalement, l'alliage le plus utilisé est le Fe-Si (d'autres matériaux peuvent être substitués au silicium : aluminium, germanium). L'avantage de l'ajout du silicium au fer est de diminuer sa conductivité et d'améliorer sa dureté,

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

➤ en haute fréquence. Pour des fréquences plus élevées, les mêmes problématiques sont rencontrées : plus les fréquences de fonctionnement augmentent plus les pertes par courant de Foucault sont élevées :

▪ La première solution est de continuer à utiliser les matériaux ferromagnétiques, mais dans ce cas il conviendra d'adapter l'isolation (feuilletage) aux fréquences de travail. Pour cela plusieurs possibilités se présentent :

- Utilisation de matériau "feuilleté" : cette technique consiste en l'empilement de couches magnétiques et de couches isolantes afin de réduire les pertes par courant de Foucault. Un exemple d'utilisation de cette approche est donné dans les travaux de **C.R. Sullivan et al [SuSa96]** sur l'utilisation de matériaux magnétiques de type NiFe ou d'autres alliages dans la fabrication de transformateurs et inductances haute fréquence. Sur la figure 18 en retrouve deux types de structures : structure "Pot-Core" et structure "Toroidal". Dans les deux cas, le noyau magnétique est constitué de plusieurs couches de matériau magnétique (ici le NiFe, Fig.19) isolées entre elles par une couche de SiO_2 ou Al_2O_3 . Selon l'auteur, cette approche permet de réduire les pertes par courant de Foucault et autorise ainsi un fonctionnement à des fréquences élevées avec des densités de puissance importantes. Pour la fréquence de fonctionnement de ces composants (10 MHz) les épaisseurs des couches magnétiques ont été réduites à $3 \mu\text{m}$.

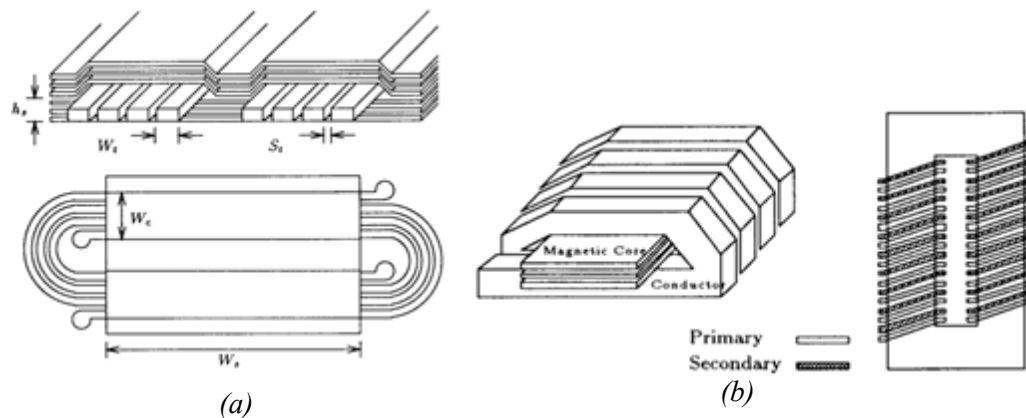


Fig.18 : Différentes structures à matériau ferromagnétique feuilleté [SuSa96]

(a) Structure "Pot-Core"

(b) Structure "Toroidal"

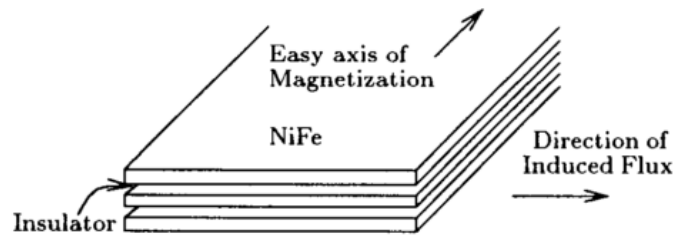


Fig.19 : Feuilletage (Lamination) du NiFe

- La deuxième approche consiste à utiliser des matériaux ferromagnétiques composites. Ce type de matériaux ferromagnétiques est obtenu en réalisant un mélange de matériau magnétique plus ou moins conducteur dans une matrice isolante (polymère, sol-gel, etc...). **Hideyuki Ito [ITOK11]** rapporte dans ses travaux l'utilisation d'un matériau composite à base de fer amorphe (Fe-Si-B-Cr) dans une matrice polyimide avec un dopage de 40 à 50% pour la réalisation d'une inductance (Fig.20). La matrice polyimide est réalisée par sérigraphie afin d'obtenir une épaisseur de plusieurs dizaines de μm . Pour un pourcentage de dopage 40-50 %, la perméabilité du matériau magnétique est de l'ordre de 10.

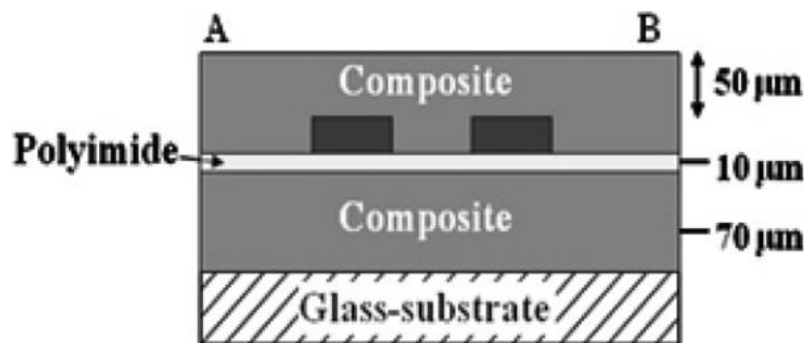


Fig.20 : Inductance sandwich avec un matériau ferromagnétique composite [ITOK11]

- La dernière approche est de réaliser les composants passifs sur des couches minces de matériaux ferromagnétiques. Cette approche a été traitée dans les travaux de **Y.B. KIM [Gyou08]**. Dans ces travaux, deux types de matériaux magnétiques (CoFe et NiFe) ont été utilisés dans la réalisation d'une inductance (Fig.21).

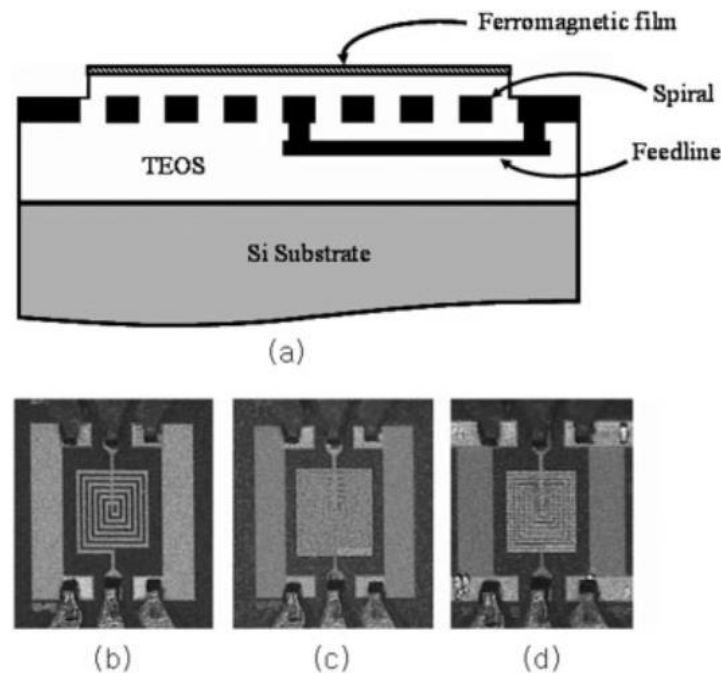


Fig.21 : Utilisation de couches minces dans la réalisation d'inductance [Gyou08]

Ces trois approches d'utilisation de matériaux ferromagnétiques ont permis d'augmenter la fréquence d'utilisation jusqu'à quelques dizaines de kHz (voir MHz). Cependant, pour des applications en moyenne fréquence et haute fréquence, l'utilisation du matériau ferromagnétique n'est plus vraiment adaptée à cause des fortes pertes par courants de Foucault.

➤ Pour cela, la deuxième solution est de remplacer les matériaux ferromagnétiques par des "ferrites".

Les ferrites sont des oxydes ferrimagnétiques où l'élément majeur est le fer. Le principal avantage de ces matériaux est qu'ils présentent une résistivité très élevée 10^6 à 10^{14} fois celle d'un matériau magnétique classique. Les domaines d'application sont très larges, ils commencent à devenir compétitifs à partir de quelques centaines de Hz et sont sans égal à partir du MHz.

Les ferrites peuvent être regroupées sous trois familles [RiLe14] :

1.5.3.1 Les ferrites à haute perméabilité

Ce sont des ferrites manganèse-zinc (M_n-Z_n) qui présentent des perméabilités variant entre 1000 et 10000, des inductions à saturation plutôt modestes de l'ordre de 0,3 à 0,5 T et une résistivité de l'ordre de $10 \Omega.m$. Principalement, ces matériaux sont utilisés dans la bande de fréquences 10 kHz-1 MHz dans le domaine de l'électronique de puissance.

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

Généralement les ferrites sont utilisés sous forme massive (Bulk) mais ils peuvent également être utilisés en couche minces/épaises ou comme particules (micro ou nano) dans des matériaux composites. Dans les travaux de *Isao Kowase et al. [KSYM05]*, une inductance avec deux couches de ferrite a été réalisée. Le matériau magnétique utilisé comme couche supérieure est un composite à base de particules de Mn-Zn. Ce matériau composite possède une perméabilité faible de l'ordre de 6 due au faible pourcentage de dopage du composite (à peu près 40% en particules Mn-Zn). Pour la couche inférieure deux cas de figure sont présentés par l'auteur : l'utilisation d'une deuxième couche de composite à base de particules Mn-Zn (Fig.22.a), ou bien l'utilisation d'une couche Ni-Zn massive (Fig.22.b).

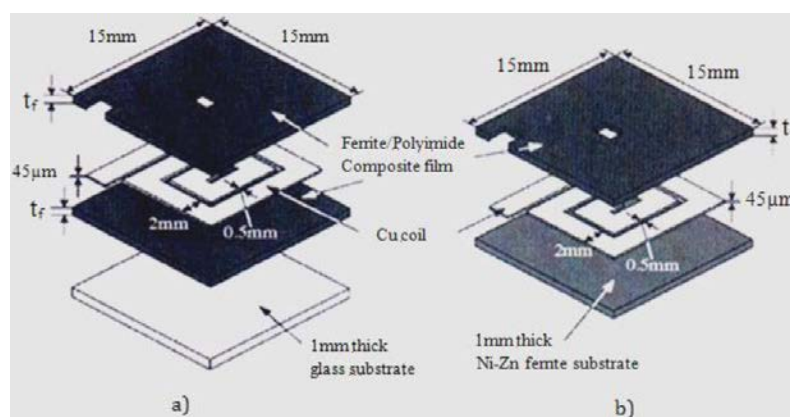


Fig.22 Utilisation de matériau Mn-Zn (a) deux couches de composite Mn-Zn (b) Couche supérieure Mn-Zn composite et couche inférieure Ni-Zn massif

La caractérisation de l'inductance réalisée donne une inductance de 140 nH et une résistance de 15 mΩ. Cette inductance a été utilisée dans un convertisseur Buck (tension en entrée 5V et en sortie 1V) pour une fréquence de commutation de 10 MHz.

1.5.3.2 Les ferrites nickel-zinc :

Leur résistivité très forte (de l'ordre de $10^7 \Omega \cdot m$) permet de réduire les pertes en hautes fréquences. Classiquement, ils sont utilisés dans la bande de fréquences 1-500MHz.

En utilisant la technologie LTCC, *HEE-Jun Kim et al. [KiKK06]* ont réalisé une inductance à double couche de Ni-Zn massif (Fig.23). La perméabilité de ce Ni-Zn est estimée à 230. Avec une épaisseur de 180 μm de Ni-Zn, une largeur de spire 800 μm et un espacement entre spires de 200 μm, une inductance de 5,28 μH et une résistance de 1,83Ω ont été mesurées.

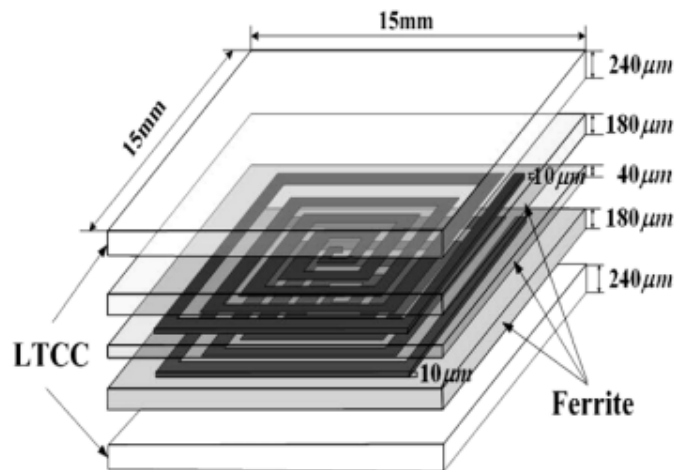


Fig.23 : Inductance LTCC avec deux couches de Ni-Zn [KiKK06]

1.5.3.3 Les ferrites hyperfréquences

Ils sont utilisés généralement dans la bande de fréquences 100MHz-100GHz pour la réalisation de circulateurs et isolateurs. Parmi les ferrites hyper-fréquence, on retrouve les ferrites de type grenat comme le grenat de fer et d'Yttrium (YIG) de formule chimique $Y_3Fe_5O_{12}$ qui, depuis quelques années possède une place non négligeable dans le marché des ferrites doux.

Elias Haddad [HMAS12] décrit dans ses travaux l'utilisation du YIG massif pour la réalisation d'une inductance planaire (Fig.24). La caractérisation B-H du YIG utilisé donne une aimantation à saturation égale à $0,2T$ pour une excitation de $200 A \cdot m^{-1}$. Pour la mesure de la perméabilité du YIG, un impédancemètre Agilent 4294A et un adaptateur pour la caractérisation des matériaux magnétiques Agilent 1654A ont été utilisés. La perméabilité relevée est de 140 et constante jusqu'à 3 MHz, puis décroît en fonction de la fréquence (60 à 10 MHz). La caractérisation de l'inductance donne une résistance de $20 m\Omega$ et une inductance de 36 nH à 100 MHz.

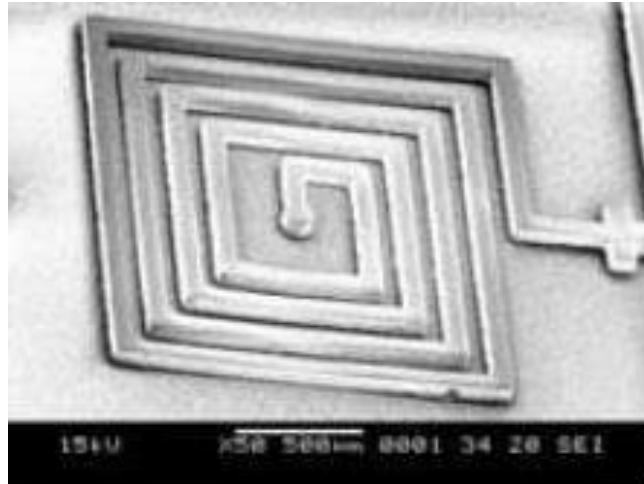


Fig.24 : Inductance avec une couche de YIG proposée par [HMAS12]

CONCLUSION

Dans cette première partie du chapitre nous avons présenté les transformateurs et de façon non exhaustive les matériaux entrant dans sa fabrication. On retient principalement que le cuivre est souvent le matériau entrant dans la réalisation des bobinages du transformateur, tandis que les matériaux magnétiques doux sont exclusivement utilisés comme noyau. Suivant le domaine fréquentiel, on retrouve des ferrites haute perméabilité type Mn-Zn dans la gamme de fréquence 10 kHz - 1MHz, des ferrites N_i-Z_n pour des applications 1 MHz - 500MHz et des grenats pour des applications hyperfréquences jusqu'à 100 GHz.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, on s'intéressera aux transformateurs planaires, en donnant leurs principaux avantages, quelques exemples d'application et un état d'art sur leur modélisation.

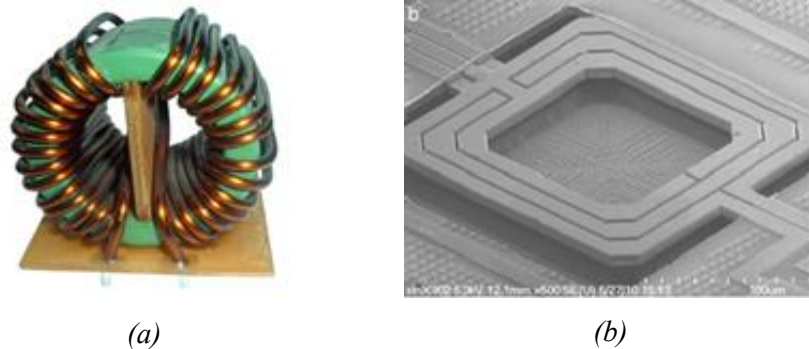
II. COMPOSANTS PLANAIRES

II.1 Introduction

L'augmentation des densités de puissance et des fréquences de fonctionnement toujours plus élevées ainsi que la tendance à l'utilisation de faible profil dans les convertisseurs de puissance démontre les limitations des transformateurs conventionnels à enroulements bobinés (Fig.25a). En effet, le haut profil de ce type de transformateur ne permet pas d'aboutir à une intégration dans la nouvelle génération de convertisseur de puissance. De plus les fréquences de fonctionnement très élevées provoquent des pertes de

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

plus en plus importantes. La microélectronique a permis de résoudre ce problème avec l'apparition des composants magnétiques plans (Fig.25b) (inductances et transformateurs) [JJFB08] [QuBH92]. Le plus grand progrès apporté par la fabrication microélectronique en plus de l'intégration, réside dans la miniaturisation (réduction des tailles) et la réduction des coûts. Cette réduction des coûts vient de la mise en place de la fabrication collective par des process standardisés des composants.



*Fig.25 : Différents types de transformateurs
(a) transformateur classique (b) transformateur intégré faible profil*

II.1.1 Avantages et inconvénients des composants plans

Les composants plans présentent plusieurs avantages par rapport à la structure conventionnelle [OuAT11] [HMJA11] :

- faible épaisseur du composant (low profil) : Les composants magnétiques plans ont un profil beaucoup plus faible que les composants conventionnels. En général, la hauteur d'un composant magnétique est réduite à la moitié ou au tiers par rapport au composant conventionnel.

- bonne caractéristique thermique : Les noyaux magnétiques des composants plans ont un ratio surface sur volume plus grand que celui des noyaux magnétiques conventionnels. En conséquence, ils sont plus efficaces pour évacuer la chaleur et ont tendance à avoir de faibles sensibilités thermiques par rapport aux transformateurs traditionnels bobinés.

- "facilité de fabrication", réduction des coûts: Comme la fabrication des composants plans est compatible avec les techniques de micro-fabrication, ces techniques permettent de réduire les coûts grâce à un procédé de fabrication collectif.

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

- fréquence de fonctionnement : Au contraire des composants conventionnels qui sont généralement utilisés dans la bande des basses et moyennes fréquences jusqu'à ~10MHz, le faible profil des composants planaires permet des fréquences de fonctionnement allant jusqu'à plusieurs GHz.

Malgré tous ces avantages, la structure planaire présente quelques inconvénients :

- grande surface occupée: Cette grande surface est due au noyau magnétique plat utilisé dans la mesure où le noyau magnétique doit intégralement recouvrir les conducteurs.

- une grande capacité entre enroulements : Cette grande capacité est due aux faibles espacements entre les enroulements. Pour cela, une distance minimale entre les conducteurs est à respecter.

II.1.2 Les différents types de composants planaires

Sur la figure 26, on peut identifier deux types de composants planaires :

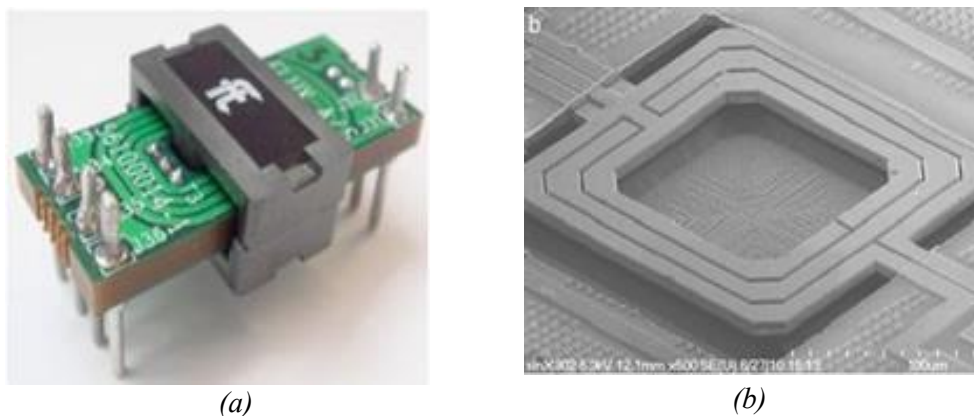


Fig.26 : Composants (a) Planar [FLA/S] (b) Planaire [KBSS12]

➤ Composants planaires bas profil (Planar) (Fig.26a)

Souvent appelés aussi composants PCB (Printed Circuit Board), ils sont fabriqués par élaboration de couches conductrices et isolantes encapsulées dans un noyau magnétique commercial. Les composants planar (ou PCB) sont les plus présents sur le marché et largement utilisés dans les convertisseurs DC-DC.

➤ Composants planaires couches minces/épaisses (Fig26.b)

Au contraire des composants planar, ce type de composants est élaboré à partir d'empilement de couches conductrices, magnétiques et éventuellement isolantes (Fig.26.b). Ce type de composants est moins présent sur le marché que les composants planar, mais son domaine d'application est très large et s'étend de l'électronique de puissance au télécom [RLLK00] et au photovoltaïque [OAPF12].

La différence entre les composants planar et planaire est la technologie de fabrication. En effet, la fabrication des composants planar avec un noyau magnétique nécessite l'utilisation d'un noyau commercial. De ce fait, il est difficile voire impossible d'intégrer les composants planar avec noyau magnétique dans un process de fabrication collective. Si le transformateur est réalisé sans noyau magnétique, dans ce cas il sera compatible avec la fabrication collective. Les composants planaires quant à eux (couche mince), sont réalisables en fabrication collective avec ou sans noyau magnétique.

II.2 Applications

Les domaines d'application des transformateurs planaires sont très variés. Généralement on peut les classer sous deux grandes familles : les applications de puissance et les applications de traitement du signal.

II.2.1 Applications de puissance

L'isolation électrique et le transfert d'énergie/signal sont les fonctions principales d'un transformateur. Cependant, en technologie planaire, les transformateurs pour le transfert d'énergie sont rares et ceux développés sont destinés aux applications de faible puissance classiquement de l'ordre du Watt. Cette limitation est due au faible profil des transformateurs planaires.

L'équipe de *S.C.Tang [TaHC00]* a fabriqué en technologie planaire un micro-transformateur PCB sans matériau magnétique (Fig.27).

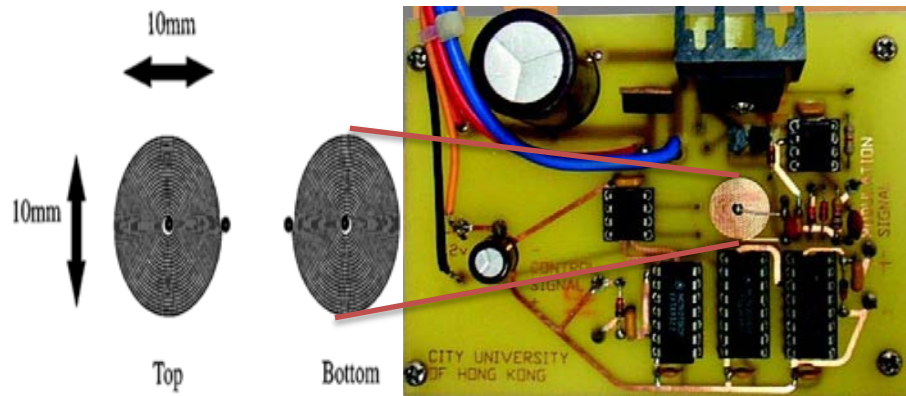


Fig.27 : Micro-transformateur PCB sans matériau magnétique [TaHC00]

Afin de vérifier la puissance maximale du transformateur fabriqué, un amplificateur de puissance radiofréquence, d'une bande passante de 1 MHz – 1 GHz est utilisé. Sur la figure 28 on retrouve les formes d'onde des tensions primaire et secondaire du transformateur. Lorsque le circuit est chargé par une résistance de 17Ω et une capacité externe C_2 de 100 pF, la puissance de sortie est estimée à 19W. Pour les dimensions du transformateur ($\sim 1\text{cm}^2$), la densité de la puissance est de 24W.cm^2 .

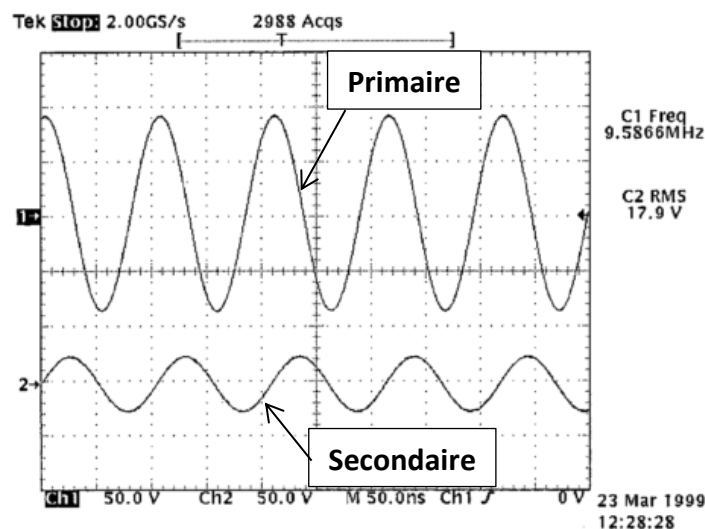


Fig.28 : Forme d'onde des tensions d'entrée et de sortie du transformateur [TaHC00]

Les auteurs rapportent que ce type de transformateur peut être utilisé non seulement pour le transfert de puissance mais aussi pour le transfert de signal suivant la fréquence d'utilisation :

- pour des fréquences voisines de la fréquence maximale du rendement (MEF), le transformateur peut être utilisé dans des applications de puissance telles que les alimentations à découpage,

- pour les fréquences voisines de la fréquence d'impédance maximale (MIF), le transformateur peut être utilisé dans des applications de transfert de signal ou dans des étages de commande isolés pour la commande de MosFet et IGBT's.

Les mêmes auteurs ont développé un autre transformateur PCB [TaHC00]. Ce dernier ne diffère du précédent que par la taille et la puissance. Il présente un diamètre de 36 mm avec une puissance de 94W. Ce transformateur a été testé pour l'utilisation dans un convertisseur de puissance [TaHC00].

II.2.2 Applications pour le transfert signal

Comme dit auparavant, les transformateurs sont typiquement utilisés pour le traitement du signal où les puissances sont très faibles (de l'ordre de quelques dizaines-centaines de milliwatt). Les transformateurs pour le transfert de signal doivent avoir une faible surface à des fins d'intégration, pour la réduction des bruits extérieurs sur le transformateur et un très bon gain en tension pour bien s'assurer du transfert du signal de l'entrée et non du bruit de l'environnement [WuSH11].

Lulu Peng *et al.* [PWFT00] proposent un transformateur pour des applications de transfert de signal haute tension (Fig.29).

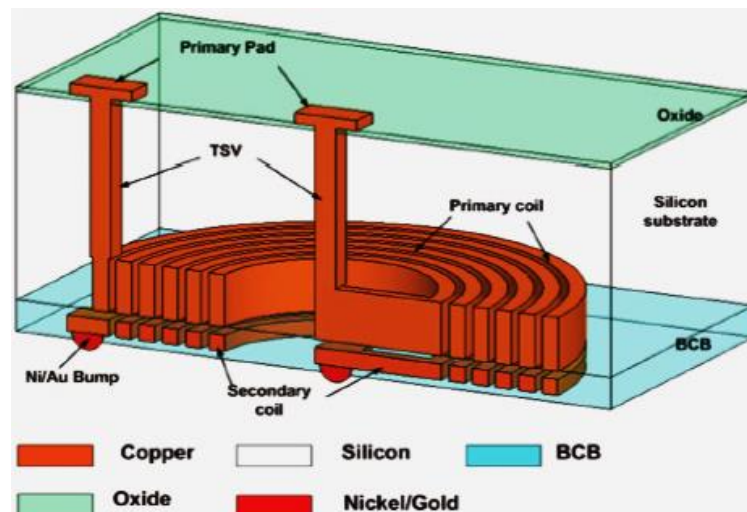


Fig.29 : Transformateur proposé par Peng [PWFT00]

Ce transformateur 3D TSV (Through-Silicon-Via) sans matériau magnétique est intégré sur un substrat de silicium, le circuit primaire est relié à la surface par des Via à travers le silicium et le secondaire brasé (flip chip) sur un autre substrat.

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

Ce transformateur assure une isolation galvanique supérieure à 4 kV et un gain en tension de -3 dB dans la bande de fréquence 10 MHz - 100 MHz.

Une autre application faisant appel à des transformateurs pour le transfert du signal concerne la commande des ponts et demi-ponts isolés. Le design des circuits de commande des ponts isolés est relativement compliqué en raison des besoins de l'isolation. Dans le passé, cette isolation a été assurée par des opto-coupleurs. A cause de leurs lenteurs, les opto-coupleurs ont été remplacés par les transformateurs.

Baoxing Chen et al. ont utilisé le transformateur développé dans [TaHC00] pour réaliser une commande d'un demi-pont (half-gate) isolé [Chen08]. La figure 30 donne le schéma fonctionnel de la structure retenue.

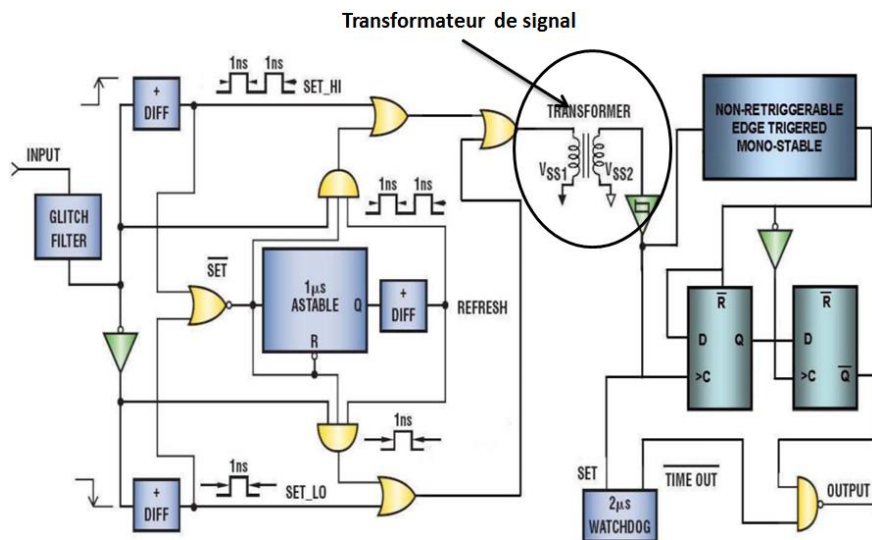


Fig.30 : Schéma du demi-pont proposé par [Chen08]

Le transfert du signal est réalisé par la transmission d'impulsions courtes de l'ordre de 1 ns à travers le transformateur. Avec deux impulsions consécutives courtes, un front montant est indiqué. Avec une seule impulsion, un front descendant est ainsi signalé.

Au secondaire du transformateur, un mono-stable non-retriggerable génère des impulsions de détection. Si deux impulsions sont détectées, la sortie (output) est mise à l'état haut et si une seule impulsion est détectée, la sortie est mise à l'état bas.

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

Cette approche permet de limiter la consommation et de transmettre des impulsions de commande à l'interrupteur de puissance de largeur variable (courte ou longue durée) avec un transformateur dont la bande passante est réduite.

II.2.3 Applications particulières

D'autres applications particulières font appel aux transformateurs aux très hautes fréquences, à hauteur de quelques GHz.

L'équipe de **Timothy O. Dickson [DLBG04]** propose des transformateurs fabriqués sur silicium (Fig.31.a-b). Ces transformateurs de structure Stack (empilement de deux inductances symétriques) et planaire sont bien adaptés pour la conversion de mode commun (référéncé par rapport à la masse) en signaux différentiels au-dessus de 50 GHz, avec une superficie 200 fois plus petite que les solutions proposées auparavant (de 30 μm pour les Stack et 45 μm pour les planaires simples). En conclusion, ils démontrent que la structure Stack est bien meilleure et présente un facteur de couplage de 0,7 plus grand que celui de la structure planaire. Les pertes d'insertion sont également plus faibles (2,5dB pour une structure Stack et 5dB pour une structure planaire) à 50 GHz (Fig.30c)

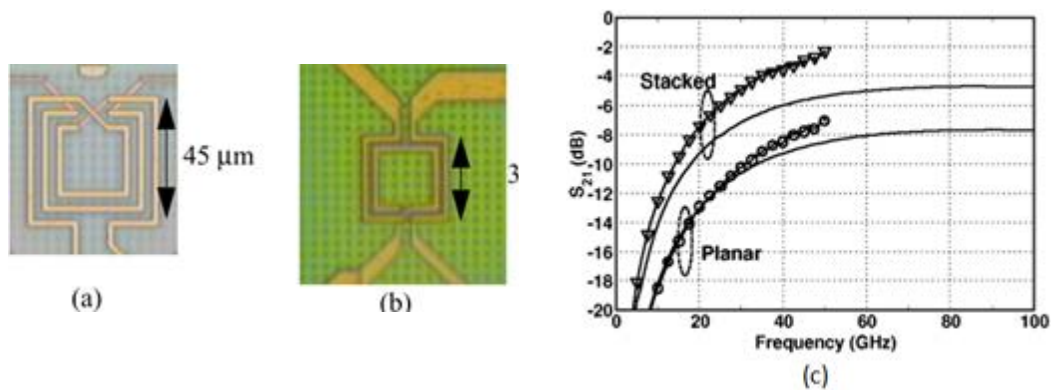


Fig.31 : Micro transformateurs proposés par [DLBG04] (a) Photographie des micro- transformateurs Stack (b) Planaire (c) Caractérisation fréquentielle des micro-transformateurs

Les applications visées concernent le domaine des très hautes fréquences à l'exemple des accès fixe de radio, les radars automobile à 77 GHz et les systèmes en série de communication à haut débit de plus de 40 $Gb. s^{-1}$.

CONCLUSION

Ce paragraphe a permis une présentation rapide des composants planaires intégrés. Nous avons pu aussi illustrer la grande diversité des applications relatives à ces composants (des applications de puissance à des applications concernant le traitement du signal). Les approches technologiques sont également particulièrement diverses, de l'utilisation de circuits magnétiques commerciaux à l'élaboration de couches minces/épaisses de matériaux les plus divers. Il convient également de noter le large spectre de fréquence de ces applications.

III. SCHEMA EQUIVALENT DU TRANSFORMATEUR

III.1 Définition de la modélisation

Modéliser un transformateur revient à lui attribuer un schéma électrique équivalent constitué de composants élémentaires R, L, C fictifs ou réels (résistance, inductance, condensateur) afin de rendre compte des phénomènes physiques complexes qui se développent dans le transformateur en fonction de la fréquence.

Dans ce paragraphe, notre objectif n'est pas de choisir un modèle de transformateur, qui sera abordé dans le chapitre III, mais plutôt de donner quelques exemples de travaux concernant la modélisation des transformateurs.

III.2 Modèle simple

La figure 32 présente un des modèles le plus simple du transformateur [ABZB07][VeCr99]. Il est basé sur le modèle du transformateur idéal (toutes les pertes sont considérées comme nulles). En réalité, le transformateur présente des pertes, en basse fréquence ces pertes se manifestent par des pertes ohmiques modélisées par une résistance en série avec l'inductance pure L du transformateur.

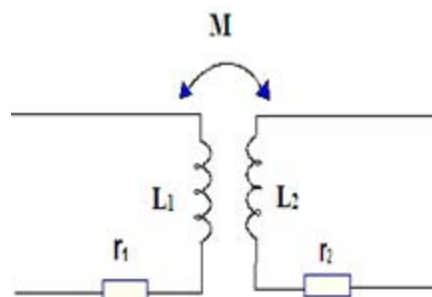


Fig.32 : Modèle simple du transformateur

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

Sur la figure 31, L_1 représente l'inductance propre de l'enroulement qui est la somme de l'inductance principale du primaire L_{1prim} et de l'inductance de fuite l_1 . L_2 est l'inductance propre du secondaire ($L_{2prim} + l_2$).

Le paramètre M représente l'inductance mutuelle entre le primaire et le secondaire, cette dernière est donnée par la relation :

$$M = \sqrt{L_{1prim} \times L_{2prim}}$$

En basse fréquence, les pertes par effet de peau et proximité sont négligeables, de ce fait les résistances r_1, r_2 sont considérées comme constantes.

III.3 Modèle Moyenne fréquence : prise en compte des pertes par effet de peau et de proximité

En moyenne fréquence, les pertes par effet de peau et effet de proximité s'accroissent et il n'est plus possible de les négliger.

Pour cela, un modèle proposé par [Dele09][Sche99] prenant en compte les pertes par effet de peau et de proximité est développé. Pour contourner l'impossibilité du logiciel de simulation utilisé par les auteurs (Cadence, PSIM) de permettre une variation des valeurs des composants en fonction de la fréquence, l'idée proposée par les auteurs a été d'utiliser un ensemble de cellules R-L à valeurs constantes en série avec la résistance R_{DC} (Fig.33).

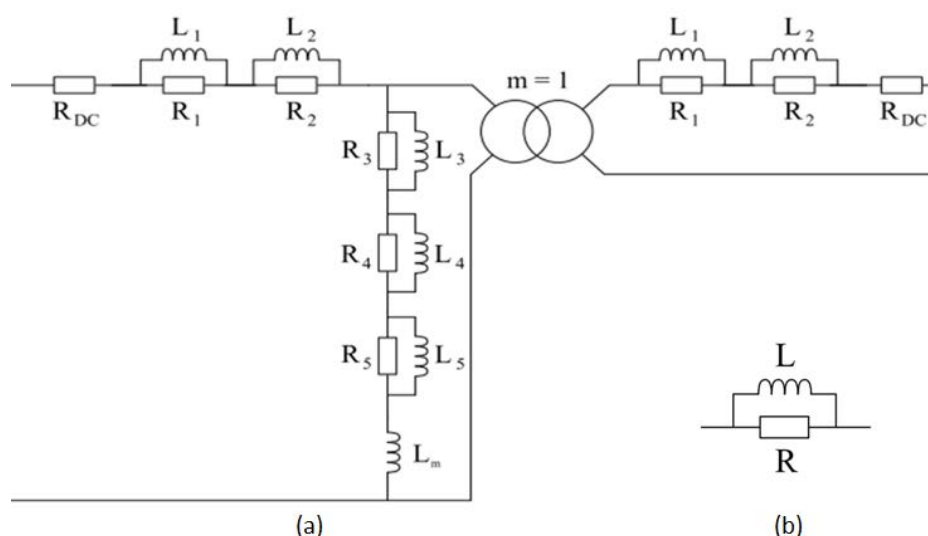


Fig.33 : Modèle proposé par O.Deleage [Dele09]

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

Dans ce modèle, chaque cellule intervient à des fréquences différentes ($f_i = \frac{1}{2\pi \frac{L_i}{R_i}}$) pour augmenter progressivement la valeur de la résistance de l'enroulement secondaire (il en est de même pour le primaire) :

- en basse fréquence, $R = R_{DC}$ (la résistance de chaque cellule est court-circuitée par l'inductance qui se trouve en parallèle),
- au-delà de $f_1 = \frac{1}{2\pi \frac{L_1}{R_1}}$, $R = R_{DC} + R_1$ (la résistance n'est plus court-circuitée par l'inductance L_1),
- pour les très hautes fréquences, $R = R_{DC} + R_1 + R_2$.

Notre objectif ici n'étant pas de détailler ces travaux mais plutôt de donner un aperçu de ce modèle.

III.4 Modèle Haute fréquence : prise en compte des couplages capacitifs entre enroulements et entre spires

Jusqu'à maintenant, les couplages capacitifs ont été ignorés ce qui rend les modèles présentés précédemment valable seulement en basse et moyenne fréquence. En haute fréquence la prise en compte des couplages capacitifs entre enroulement est nécessaire pour refléter le comportement physique du transformateur.

Les auteurs dans [LLCM01] et [Tras08] proposent un modèle de transformateur qui prend en compte les couplages capacitifs (Fig.34).

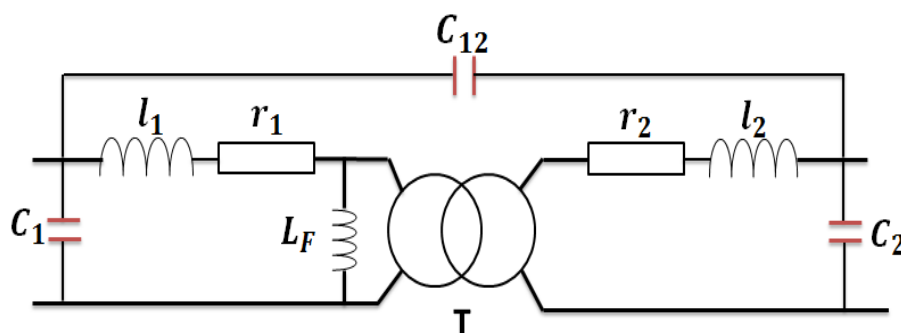


Fig.34 : Modèle haute fréquence du transformateur

Sur ce modèle on retrouve les paramètres du transformateur classique dont :

l_1 , l_2 et L_f représentent l'inductance de fuite au primaire, secondaire et l'inductance magnétisante ;

CHAPITRE I : INTRODUCTION AU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

C_1 (C_2) représente les couplages capacitifs entre les spires du primaire (secondaire) et C_{12} représente le couplage entre bobinages primaire et secondaire.

L'inconvénient de ce modèle réside dans la difficulté à déterminer les paramètres du transformateur et surtout les capacités de couplage. L'équipe de *H.Y. Lu et al. [LuZH03]* propose une solution expérimentale pour déterminer ces capacités de couplage.

Le modèle présenté précédemment est le modèle le plus simple utilisé pour l'extraction des paramètres du transformateur. D'autres auteurs proposent des modèles plus complexes prenant en compte les pertes dans le matériau magnétique, comme dans les travaux de *Sippola [Sipp03]* et *Ouyang et al. [OuTA12]*. Les pertes dans le matériau magnétique qui sont principalement les pertes par hystérésis et par courant de Foucault ont été modélisées par une résistance (R_F) mise en parallèle avec l'inductance magnétisante (Fig.35).

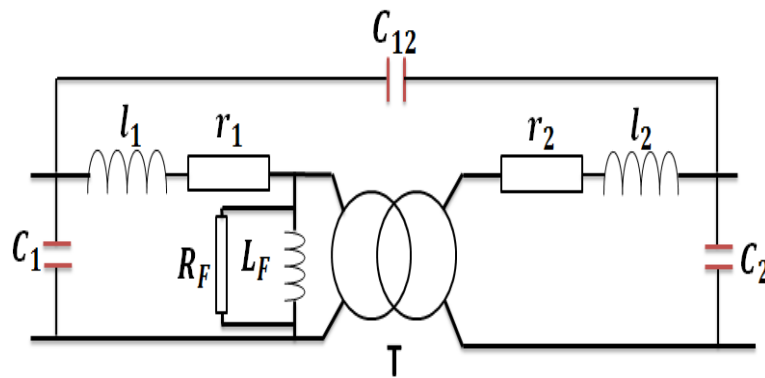


Fig.35 : Modèle prenant en compte les pertes dans le matériau magnétique

Ce modèle peut être encore plus complexe en rajoutant d'autres couplages comme présenté par *Jinglin et al. (Fig.36) [SYKM07]*. Dans leur modèle, les auteurs n'avaient pas à gérer les pertes dans le matériau magnétique puisque le transformateur entrelacé était fabriqué sur du silicium, mais les couplages capacitifs et les pertes présents dans le substrat de silicium.

Les couplages capacitifs pris en compte dans ce modèle sont entre spires, entre spires et plan de masse (C_{s1} , C_{s2}), entre bobinages C_{12} , couplage dû au substrat de silicium (C_{b1} , C_{b2}) ainsi que les couplages capacitifs de l'oxyde entre enroulements et le substrat (C_{ox1} , C_{ox2}).

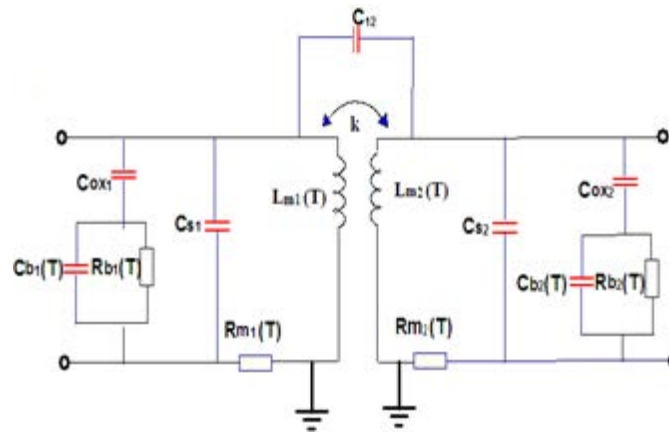


Fig.36 : Modèle prenant en compte les couplages capacitifs avec le substrat [SYKM07]

La modélisation des transformateurs est un domaine de recherche très actif. Le modèle d'un transformateur peut changer d'une application à une autre et dépend très fortement de la fréquence de fonctionnement. Dans ce paragraphe on s'est limité à quelques exemples de modèles, le modèle utilisé pour notre transformateur sera développé de façon brève dans le chapitre III étant donné que ce dernier fait l'objet d'une autre thèse au sein du Laboratoire LT2C.

CONCLUSION

L'objectif de ce premier chapitre était de présenter un aperçu général sur les transformateurs : définition, constitution, principe de fonctionnement et équations. Nous nous sommes également intéressés aux pertes dans les transformateurs. Toutes ces notions étaient générales, c'est-à-dire non spécifiques aux transformateurs intégrés. Nous avons également décrit les matériaux (isolants, conducteurs, magnétiques) entrant dans la constitution d'un transformateur en focalisant plus précisément notre attention sur les dispositifs intégrés.

Par la suite nous avons effectué une présentation des transformateurs plans fabriqués à partir d'un empilement de couches. Cette présentation a été illustrée de quelques exemples significatifs d'applications rencontrées dans la littérature.

Enfin pour terminer cette introduction sur les transformateurs plans, nous nous sommes intéressés à leur modélisation, différents modèles ont été présentés.

L'objectif de cette thèse concerne principalement la conception et le développement d'une approche technologique pour la réalisation de transformateurs intégrés. Il nous semblait donc important d'aborder ces différents aspects, y compris l'aspect modélisation qui nous sera utile lors de la caractérisation des dispositifs réalisés.

Dans les chapitres suivants, une étude sur les différentes technologies de fabrication sera réalisée afin de retenir la technologie la plus adaptée à nos besoins, nos compétences et nos moyens technologiques.

CHAPITRE II :
CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE
FABRICATION DU
TRANSFORMATEUR

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

SOMMAIRE

INTRODUCTION	44
I. TECHNOLOGIE DE FABRICATION CMOS	45
I.1 Description de la technologie	45
I.2 Avantages et inconvénients de la technologie CMOS	46
I.2.1 Avantages	46
I.2.2 Inconvénients	46
I.3 Exemples de composants passifs réalisés en technologie CMOS	46
I.4 Conclusion sur la technologie CMOS	48
II. TECHNOLOGIE MMIC (MONOLITHIC MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS)	49
II.1 Description de la technologie MMIC	49
II.2 Avantages et inconvénients de la technologie MMIC	50
II.2.1 Avantages	50
II.2.2 Inconvénients	50
II.3 Conclusion sur la Technologie MMIC	50
III. TECHNOLOGIE DE FABRICATION MEMS	51
III.1 Description de la technologie MEMS (Micro Electro Mechanical Systems)	51
III.1.1 Micro usinage de surface	51
III.1.2 Micro usinage de Volume	52
III.2 Avantages et inconvénients de la technologie MEMS	53
III.2.1 Avantages	53
III.3 Exemples de composants passifs fabriqués en technologie MEMS :	53
III.4 Conclusion sur la technologie MEMS :	56
IV. TECHNOLOGIE DE FABRICATION LTCC	56
IV.1 Description de la technologie LTCC	56
IV.2 Avantages et inconvénients de la technologie LTCC	58
IV.2.1 Avantages de la technologie LTCC	58
IV.2.2 Inconvénients de la technologie LTCC	58
IV.3 Exemples de composants passifs fabriqués en technologie LTCC	58
IV.4 Conclusion sur la technologie LTCC	61
V. CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION	61
VI. CHOIX DES MATERIAUX DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR	63

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANFORMATEUR

VI.1 Substrat de base	63
VI.2 Matériaux conducteurs	65
VI.3 Les isolants	66
VI.4 Matériaux magnétiques	67
CONCLUSION.....	70

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

INTRODUCTION

Avant de commencer le chapitre II, nous rappelons que l'objectif de cette thèse est de concevoir, fabriquer et réaliser des transformateurs planaires intégrés. Dans le cadre du projet THOR, les applications visées concernent l'électronique de puissance et plus précisément la réalisation d'un étage de commande isolé dans lequel le transformateur assure l'isolation galvanique.

Dans ce chapitre l'objectif est de faire le choix de la technologie de réalisation de nos transformateurs et les matériaux le constituant en fonction du cahier des charges prédéfini par le projet THOR. Ce choix est basé sur les compétences et les matériels disponibles au laboratoire LT2C. La démarche suivie est la suivante :

- faire un état de l'art sur les différentes technologies de réalisation des composants passifs planaires (inductance et transformateur) tout en décrivant les technologies, les avantages et les inconvénients par rapport au cahier des charges et aux compétences du laboratoire LT2C,
- faire un choix parmi ces différentes technologies et rappeler brièvement les principales étapes de réalisation nécessaires,
- choisir les matériaux qui seront utilisés dans la réalisation de nos transformateurs planaires (substrats, conducteurs, isolants et matériaux magnétiques) ainsi que leur méthode d'élaboration.

A la fin du chapitre on donnera une conclusion en justifiant le choix de la technologie retenue, les différents matériaux choisis et de leurs méthodes d'élaboration au laboratoire LT2C.

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

I. TECHNOLOGIE DE FABRICATION CMOS

Dans ce paragraphe nous abordons la technologie CMOS que nous décrivons tout d'abord. Les avantages et inconvénients de cette technologie sont ensuite précisés, avant de présenter quelques exemples de réalisation de composants passifs planaires en technologie CMOS.

I.1 Description de la technologie

La technologie CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) a été inventée en 1963 par Franck Wanlass dans les laboratoires Fairchild Semiconductor [WaSa63]. Avant l'apparition de la technologie CMOS, la technologie MOS basée sur l'empilement de plusieurs couches de matériaux conducteurs et matériaux isolants était utilisée dans la fabrication des transistors. Dans la technologie CMOS (*Complementary MOS*), deux transistors à canal p et à canal n sont fabriqués simultanément sur le même substrat [DaEt13]. Cette technologie a été généralisée et permet par la suite la réalisation du premier circuit intégré CMOS en 1968.

Classiquement, la technologie CMOS est réalisée sur un wafer de silicium pour ses propriétés semi-conductrices, pour des raisons de coût ainsi que pour les propriétés de son dioxyde (SiO_2). Dans la technologie CMOS, plusieurs composants (identiques ou non) sont reproduits sur le même wafer de silicium (Si) en utilisant des process de fabrication physique et chimique dans un environnement dit propre (salle blanche).

Sur la figure 37 on retrouve le flowchart d'une fabrication en technologie CMOS 0,35 μm réalisée sur cinq niveaux de métallisation (M1...M5) avec une couche de passivation sur le dernier niveau [ThSk00]. Les différents niveaux sont reliés par des Vias verticaux en tungstène (W) et séparés par des couches isolantes (SiO_2).

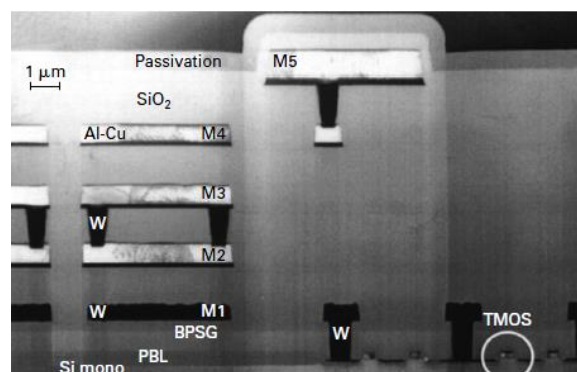


Fig.37: Coupe d'un circuit en technologie CMOS 0,35 μm [ThSk00]

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

I.2 Avantages et inconvénients de la technologie CMOS

La technologie CMOS présente plusieurs avantages et inconvénients. Dans ce paragraphe, on énumérera uniquement ceux relatifs au procédé de fabrication.

I.2.1 Avantages

Les principaux avantages de la technologie CMOS sont donnés ci-après :

- réduction des tailles des composants,
- utilisation de process basse température,
- fabrication en série,
- différents niveaux de métallisation.

I.2.2 Inconvénients :

En ce qui concerne les composants passifs, il convient de noter les inconvénients suivants :

- substrat silicium : Le silicium est un matériau semi-conducteur, avec l'augmentation de la fréquence des courants induits peuvent apparaître dans le silicium. Pour cela, l'utilisation d'une couche isolante est nécessaire ce qui ajoutera une étape technologique supplémentaire,

- pas de matériau magnétique : C'est le principal inconvénient, la technologie CMOS ne permet pas (ou presque) l'utilisation d'un matériau magnétique dans le procédé de fabrication. Cet inconvénient est très handicapant pour les composants passifs (inductances, transformateurs) utilisant un noyau magnétique.

Après cette brève description de la technologie CMOS et ses principaux avantages et inconvénients, on donnera dans le paragraphe suivant quelques exemples de composants passifs (inductances ou transformateurs) fabriqués avec cette technologie.

I.3 Exemples de composants passifs réalisés en technologie CMOS

Un premier exemple de travaux sur la fabrication de composants passifs avec la technologie CMOS est celui proposé par *Lei Gu* et *Xinxin Li [GuLi07]*. Le transformateur est fabriqué sur un substrat de silicium avec la technologie de fabrication post-CMOS combiné à la technologie MEMS. Le silicium étant relativement conducteur, pour s'affranchir des effets du substrat et limiter les pertes, l'auteur a réalisé un transformateur à deux enroulements

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

suspendus au-dessus d'une cavité, éloignant ainsi les enroulements d'une distance de 40 à 50 μm du substrat (Fig.38).

Les conducteurs du transformateur, en cuivre (épaisseur de 8 μm et largeur de 15 μm) sont réalisés par électrodéposition en utilisant une couche d'accroche de TiW/Cu (d'épaisseur 200 nm) pulvérisée.

Deux dimensions de transformateurs ont été réalisées avec une longueur de 1,2 mm et deux largeurs (200 et 260 μm). Des inductances primaire/secondaire de 2,3 et 2,99 nH sont obtenues respectivement pour les deux dispositifs avec une résistance de 1,5 et 1,7 Ω . Le facteur de couplage est évalué à 0,72 pour une largeur de transformateur de 200 μm et de 0,70 pour une largeur de 260 μm .

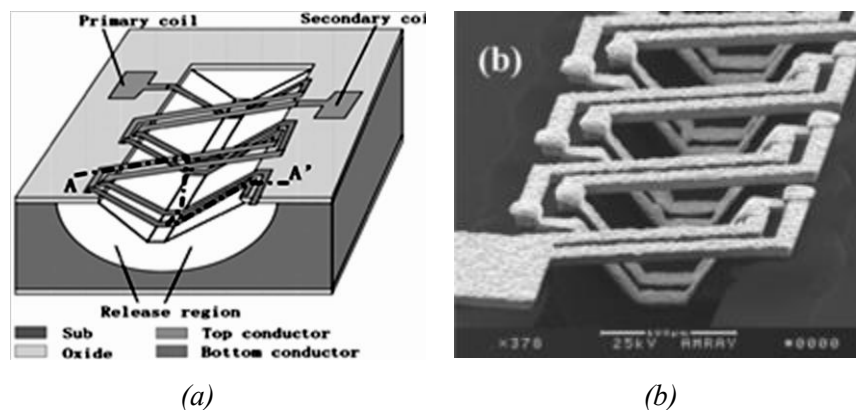


Fig.38 : (a) Représentation 3D du transformateur (b) Image Meb [GuLi07]

A. Zolfaghari propose dans ses travaux des inductances et des transformateurs réalisés en technologie CMOS [ZoCR01]. Le transformateur Stack proposé est fabriqué sur trois niveaux de métallisation, le primaire sur le niveau M_4 et le secondaire sur deux niveaux M_3 et M_5 (Fig.39). Plusieurs structures 3 tours et 4 tours ont été réalisées et caractérisées, un gain en tension de 1,8 à 2,4 GHz a été obtenu pour les deux structures.

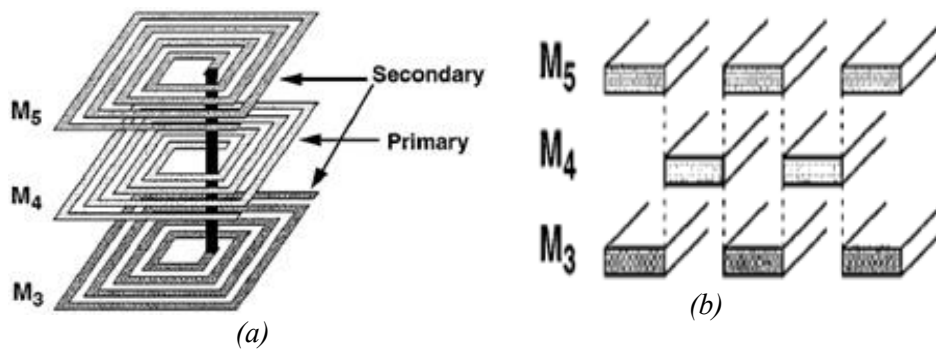


Fig.39 : Transformateur Stack en technologie CMOS proposé par [ZoCR01]

H. Cheema *et al.* proposent dans leurs travail un transformateur destiné à une utilisation dans les amplificateurs faible bruit [CSJM09]. Cette structure Stack de dimensions $56 \times 56 \mu\text{m}^2$ est réalisée sur les niveaux de métal (M_4 , M_5 et M_6) avec un primaire constitué de 3 tours et un secondaire constitué 2 tours (Fig.40). Une inductance primaire de 410 pH et une inductance secondaire de 210 pH sont mesurées à 20 GHz. Le facteur de qualité obtenu est de 0,67 à 20 GHz.

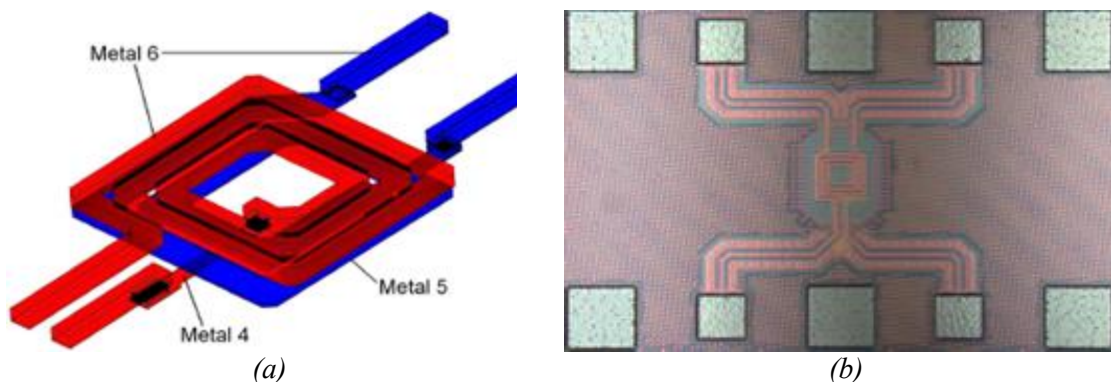


Fig.40 : Transformateur proposé par [CSJM09] (a) design du transformateur (b) photographie du transformateur

I.4 Conclusion sur la technologie CMOS

L'avantage principal de la technologie est l'intégration. Avec la réalisation sur plusieurs niveaux de métal des composants passifs (inductance ou transformateur), l'intégration de ces derniers devient réalisable.

Cependant, les faibles valeurs des inductances impliquent des fréquences de fonctionnement très élevées. L'inconvénient majeur est la quasi-impossibilité d'intégrer un matériau magnétique dans le process de fabrication.

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

II. TECHNOLOGIE MMIC (MONOLITHIC MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS)

Nous aborderons dans ce second paragraphe la technologie MMIC dont le domaine d'application relève plus particulièrement des micro-ondes.

II.1 Description de la technologie MMIC

Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) est une technologie dédiée aux circuits micro-ondes pour lesquels des composants actifs et passifs sont fabriqués sur le même substrat semi-conducteur. La fréquence de fonctionnement est typiquement située entre 1GHz et 300 GHz et plusieurs techniques de fabrication peuvent être combinées afin de réaliser le circuit micro-onde. S'inspirant du même principe que la technologie CMOS (empilement de couches conductrices et isolantes), la technologie MMIC se distingue de la technologie CMOS par l'élimination des connexions par bondings utilisés classiquement pour relier les composants discrets entre eux. De ce fait, le plus grand avantage de la technologie MMIC par rapport à la technologie CMOS est de réduire le bruit dû aux bondings et de permettre l'augmentation des fréquences de fonctionnement.

Généralement, le substrat de base utilisé dans la technologie MMIC est le GaAs. Ce choix est justifié par les propriétés intrinsèques du GaAs dans la bande inférieure du spectre micro-onde et par la complexité du process sur silicium (Si) par rapport au procès GaAs. Généralement, le procédé (Si) nécessite 2 à 3 fois plus de masques que le procédé (GaAs).

Sur la figure 41, on retrouve un exemple de fabrication d'un circuit micro-onde en technologie MMIC [Df1b95]. Ce circuit, fabriqué sur un substrat GaAs, comprend une inductance, une impédance 50Ω , une capacité, une résistance couche fine, des via et des "Air bridge".

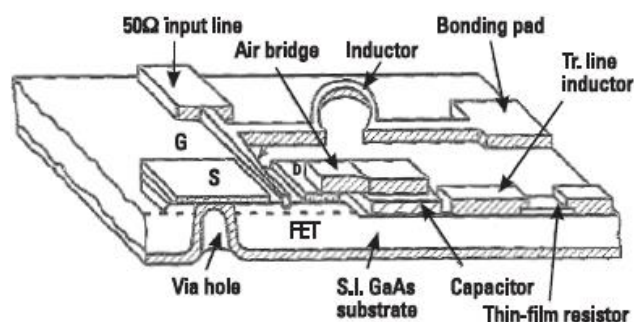


Fig.41 : Exemple de fabrication MMIC [Df1b95]

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

Comme la technologie MMIC ne diffère de la technologie CMOS que par la fréquence de fonctionnement, le substrat utilisé (GaAs au lieu de Si) ainsi que le remplacement des bondings par des Vias, on ne traitera pas la partie "exemples de fabrication en technologie MMIC" et on se limitera à donner les avantages et inconvénients de cette technologie.

II.2 Avantages et inconvénients de la technologie MMIC

Comme pour la technologie CMOS, dans ce paragraphe sur les avantages et inconvénients on ne s'intéressera qu'à ceux concernant le procédé de fabrication.

II.2.1 Avantages

Pour la technologie MMIC, on peut énumérer les avantages suivants :

- réduction du bruit : cet avantage est obtenu par l'élimination des connexions par bondings entre les composants discrets. Les bondings sont remplacés par des via ou des Air bridge,
- faible coût : le faible coût est une conséquence directe de la fabrication en série,
- une bonne reproductibilité : la reproductibilité de la technologie MMIC est excellente à cause de l'utilisation du même masque pour la fabrication des composants passifs et actifs dans le process de fabrication.

II.2.2 Inconvénients

De même que la technologie CMOS, la technologie MMIC présente un inconvénient majeur pour nos dispositifs qui est la difficulté d'utilisation de matériau magnétique : en effet, comme pour la technologie CMOS, la technologie MMIC présente cet inconvénient. La totalité des circuits réalisés sont sans matériau magnétique sur un substrat (Si) ou (GaAs).

II.3 Conclusion sur la Technologie MMIC

Les premières réalisations de composants passifs ont vu le jour en utilisant la technologie CMOS puis ont été développés en technologie MMIC. Ces deux technologies présentent plusieurs avantages à l'exemple de la réduction des tailles et des coûts. Cependant, la difficulté d'utiliser un matériau magnétique dans la réalisation des composants passifs limite son utilisation. Cette technologie destinée aux composants et circuits RF ne nécessite que de faibles valeurs d'inductances, valeurs inadaptées à nos besoins.

III. TECHNOLOGIE DE FABRICATION MEMS

La troisième technologie de fabrication que nous abordons dans ce chapitre est la technologie MEMS (Micro Electro Mechanical Systems). Cette jeune technologie se caractérise par la possibilité de réalisation de composants suspendus. C'est la plus récente parmi les technologies de fabrication. Apparue dans les années 70, cette technologie n'est commercialisée que dans les années 80 avec le développement à l'époque du capteur de pression. Depuis, cette nouvelle technologie émergente ne cesse d'occuper une grande partie du marché de la micro technologie avec un chiffre d'affaires évalué à plus de 7 M\$ en 2010.

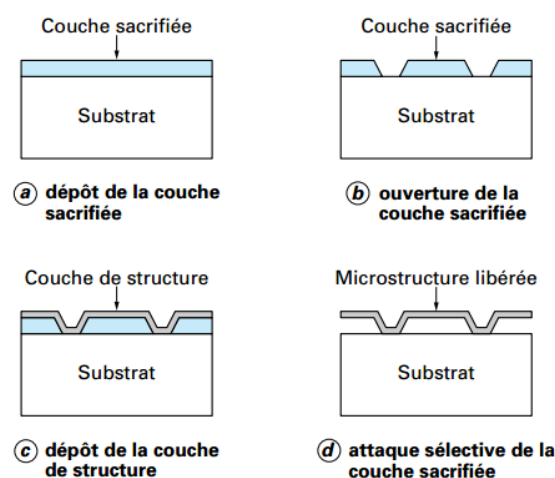
III.1 Description de la technologie MEMS

Les **MEMS** sont des microsystèmes électromécaniques constitués de composants mécaniques utilisant l'électricité pour engendrer une action ou un mouvement mécanique.

En plus des techniques de fabrication des circuits intégrés utilisés dans les technologies CMOS et MMIC, la technologie MEMS ajoute une nouvelle technique appelée micro-usinage (micro-usinage de surface ou de volume)

III.1.1 Micro usinage de surface

Le micro usinage de surface consiste à usiner des couches de matériaux précédemment déposées sur le substrat pour ensuite en éliminer tout ou partie par des techniques de gravures sèche ou humide afin d'obtenir un élément suspendu. Un exemple de la technique de micro usinage de surface est donné sur la figure 42 [DeJs00].



La couche sacrificiée est de la silice ; la couche suspendue ou libérée est du silicium polycristallin.

Fig.42 : Etapes de micro usinage de surface [DeJs00]

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

III.1.2 Micro usinage de Volume

Dans cette technique, la gravure se fait sur le substrat lui-même sans apporter d'autres couches en utilisant toujours une gravure sèche ou humide. Sur la figure 43, une couche de Si_3N_4 a été déposée sur un substrat de silicium. Suivie par une gravure, le motif du cantilever est réalisé. A l'aide d'une gravure de volume, le substrat du silicium est gravé en dessous du motif Si_3N_4 (cantilever) qui reste ainsi suspendu.

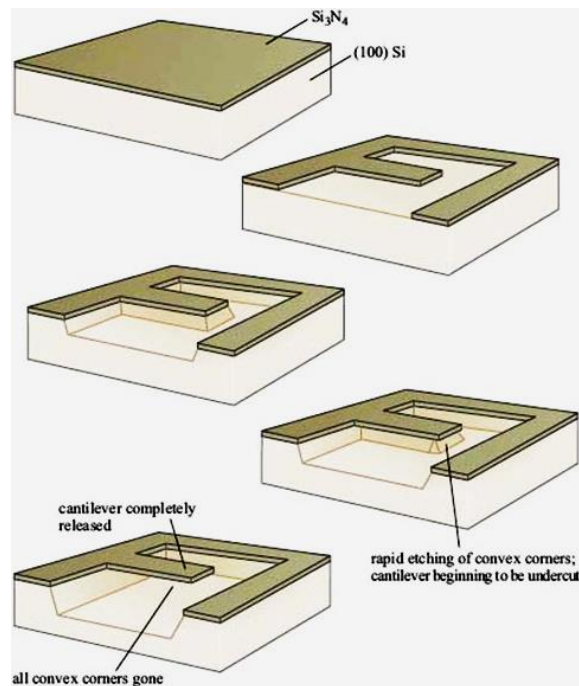


Fig.43 : Micro usinage de volume "Source : EE485A Lab Preparation"

Pour les composants passifs (Inductances, transformateurs), la technologie MEMS permet d'améliorer le facteur de qualité de ces derniers. En suspendant les structures on diminue les pertes dues aux courants de Foucault induits dans le substrat.

Sur la figure 44 on trouve un exemple de fabrication d'une inductance en technologie MEMS. Le micro-usinage de la couche conductrice a permis d'enlever la matière en dessous de l'inductance et ainsi d'obtenir au final une inductance suspendue afin de limiter les pertes dans le substrat [YKCY02].

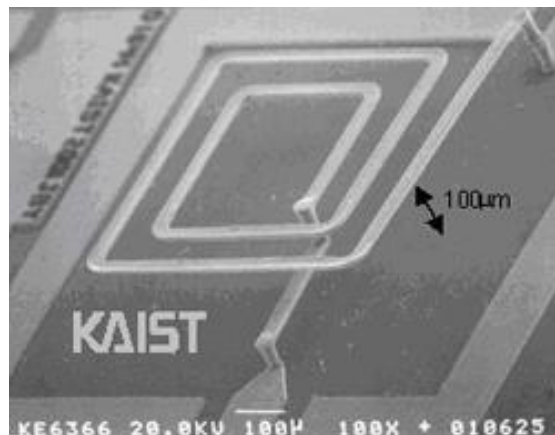


Fig.44 : Exemple d'inductance fabriquée en technologie MEMS [YKCY02]

III.2 Avantages et inconvénients de la technologie MEMS

Contrairement aux technologies précédentes (CMOS, MMIC), la technologie MEMS est compatible avec les composants à matériau magnétique. C'est le plus grand avantage de cette technologie dans la mesure où le substrat de base peut être quelconque y compris un matériau magnétique. Pour cette dernière raison, la technologie MEMS ne présente pas d'inconvénients pour nos dispositifs.

III.2.1 Avantages

Les avantages de la technologie MEMS pour les composants passifs sont cités ci-dessous :

- amélioration du facteur de qualité des composants passifs,
- fabrication haute précision (jusqu'au nanomètre pour NEMS),
- possibilité d'utiliser un matériau magnétique comme substrat,
- réalisation 3D des composants passifs.

III.3 Exemples de composants passifs fabriqués en technologie MEMS

Dans les travaux de *Shlomo Katz et al. [KBSS12]*, un transformateur réalisé en technologie MEMS et "compatible technologie 0,18 μm CMOS" est présenté (Fig.45). Principalement, l'auteur effectue une comparaison entre deux structures de transformateurs, la première réalisée sans micro-usinage de volume et la deuxième structure réalisée avec un micro-usinage de volume. L'objectif de ce travail était de réaliser une structure de transformateur suspendu sur silicium afin de réduire les effets parasites en haute fréquence dus au substrat (Si).

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

La caractérisation du transformateur est faite à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux. Ce transformateur de surface $238 \mu\text{m}^2$, de largeur de piste $15 \mu\text{m}$ et d'espace entre spire de $2 \mu\text{m}$ présente une inductance $0,5 \text{ nH}$, un gain max (G_{max}) de $0,7$ et un facteur de qualité de 11 . En conclusion, l'auteur constate que le procédé de micro-usinage de volume permet d'augmenter la fréquence de fonctionnement du transformateur de 20% en gardant pratiquement les mêmes performances que celles de la structure classique. Cette augmentation est due à la réduction des effets parasites en haute fréquence.

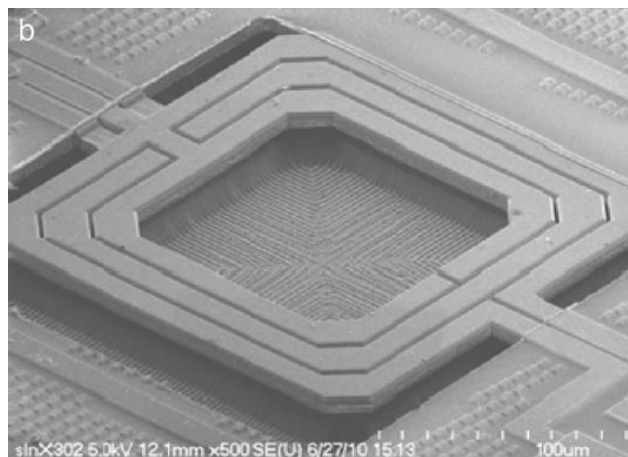


Fig.45 : Image MEB du transformateur [KBSS12]

Un autre exemple de fabrication de transformateurs en technologie MEMS est celui proposé par **Renato P.Ribas et al. [RLLK00]**. Le transformateur présenté (Fig.46) possède une structure entrelacée avec deux spirales identiques de taille $\sim 300 \times 300 \mu\text{m}^2$, d'espacement entre spires de $6 \mu\text{m}$ et largeur $6 \mu\text{m}$. Les deux spirales sont suspendues grâce à un micro-usinage de volume du substrat GaAs. Ce micro-usinage humide du GaAs peut être réalisé par plusieurs solutions ex : $\text{C}_6\text{H}_8\text{O}_7 : \text{H}_2\text{O}_2$, H_3PO_4 et NH_4OH .

L'extraction des paramètres du transformateur en utilisant le modèle **Frlan et al. [FMCW89]** donne : une inductance (primaire/secondaire) de $8,6 \text{ nH}$, une inductance mutuelle de $6,8 \text{ nH}$ et une capacité inter-bobines (primaire/secondaire) de 15 fF .

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

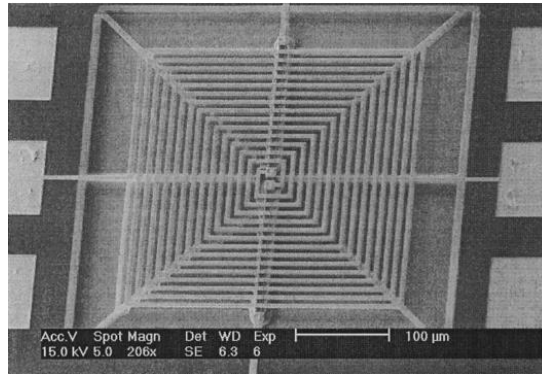


Fig.46 : Image MEB du transformateur d'après [RLLK00]

Yun-Seok Choi et al. présente dans ses travaux trois transformateurs suspendus réalisés en technologie MEMS [CYKY02] en utilisant la technique de fabrication ‘Sacrificial Metallic Mold’ [YHYK99][KiA198]. Sur le premier niveau de métal, les deux vias horizontaux sont réalisés par électrodéposition. Après enlèvement de la résine constituant le moule des vias, le moule sacrificiel métallique (SMM) de Ni est électrodéposé. Les conducteurs en cuivre du transformateur sont alors électrodéposés sur le deuxième niveau de métal. Au final, le SMM est enlevé par une gravure sélective et la structure suspendue est ainsi obtenue.

Le nombre de tours est de 2,5 et 4,5 avec une largeur de spires de 30 μm, un espacement de 40 et 50 μm et un diamètre intérieur de 200 μm (fig.47). Les valeurs des paramètres du modèle du transformateur sont données dans le tableau 1.

	Nombre de tours	Largeur piste	espacement	L_1 (nH)	L_2 (nH)	$R_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$	C_1 (fF)	C_2 (fF)
Type 1	4,5	30 μm	50 μm	2,36	2,37	1,64	1,63	33	202
Type2	2,5	30 μm	40 μm	0,76	0,74	0,92	1,04	2,38	35,5
Type3	2,5	30 μm	50 μm	0,99	0,96	0,96	1,07	2,9	20,1

Tab.1 : Paramètres du modèle du transformateur

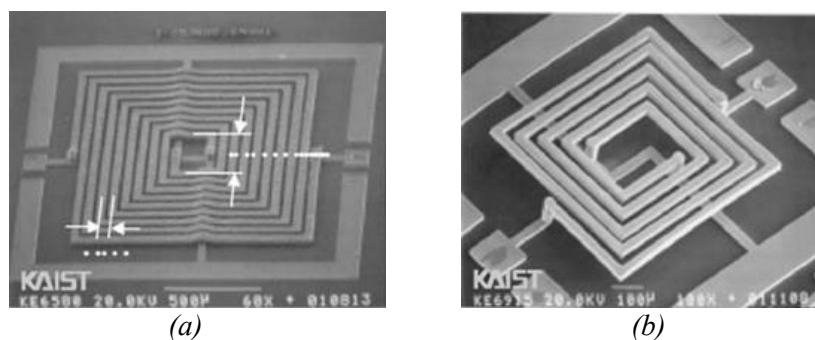


Fig.47: Transformateur proposé par [CYKY02] (a) type 1 (b) type 2

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

III.4 Conclusion sur la technologie MEMS

Au contraire des technologies CMOS et MMIC, la technologie MEMS présente un avantage très important qui est la diversité du substrat de base pouvant être utilisé dans le procédé et ainsi la possibilité d'utiliser un matériau magnétique. Avec l'apport des techniques de gravure (de surface et de volume), la technologie MEMS permet la réalisation de composants passifs 3D. Cependant, il faut noter les faibles valeurs des inductances classiquement réalisées.

IV. TECHNOLOGIE DE FABRICATION LTCC

La technologie LTCC signifie *Low Temperature Cofired Ceramics*, il s'agit d'une technologie principalement présente au Japon, USA, Allemagne et Pologne [LJGo06]. Cette technologie a émergé pour résoudre le problème d'augmentation du nombre de composants par unité de surface dans les circuits électroniques. La technologie LTCC a vu le jour dans les années 80 exclusivement pour des applications militaires [GESS01] et par la suite commercialisée pour des applications d'avionique et automobile [Anna03].

IV.1 Description de la technologie LTCC

Le principe de réalisation de composants par la technologie LTCC repose sur l'association par laminage à chaud de plusieurs feuilles de céramique fines sur lesquelles des couches (conducteur, isolants...etc.) ont été préalablement déposées [LJGo06][SMRL10][MRGR04]. L'avantage de cette technologie réside dans l'assemblage des feuilles céramiques dans un seul process de laminage à chaud ce qui représente un avantage économique évident.

L'apport significatif de cette technologie est qu'elle permet de s'affranchir des problèmes de packaging pour la réalisation de composants "Multi Chip" dans la mesure où plusieurs composants (actifs et passifs) peuvent être réalisés simultanément (Fig.48).

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

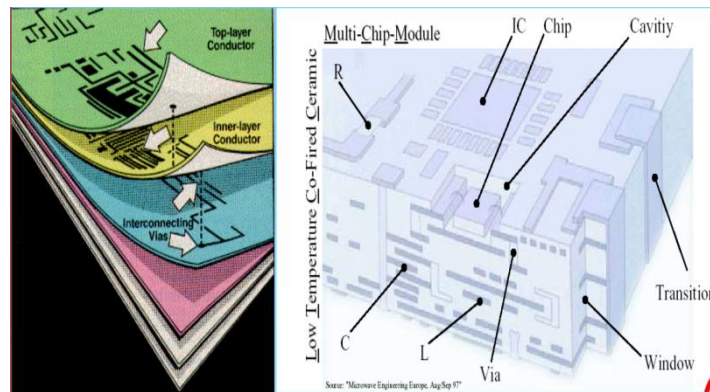


Fig.48 : Technologie LTCC '' source : Microwave engineering Europe, Aug/Sep 97''

La réalisation d'un composant en technologie LTCC peut être résumée en 6 étapes (Fig.49) :

- réalisation des feuilles céramiques,
- réalisation des trous des Vias verticaux,
- remplissage des Vias par des conducteurs (Ag, Au),
- réalisation des conducteurs, composants passifs, actifs par sérigraphie,
- laminage des feuilles céramiques dans une plastifieuse uniaxial ou isostatique,
- recuit à 850°C.

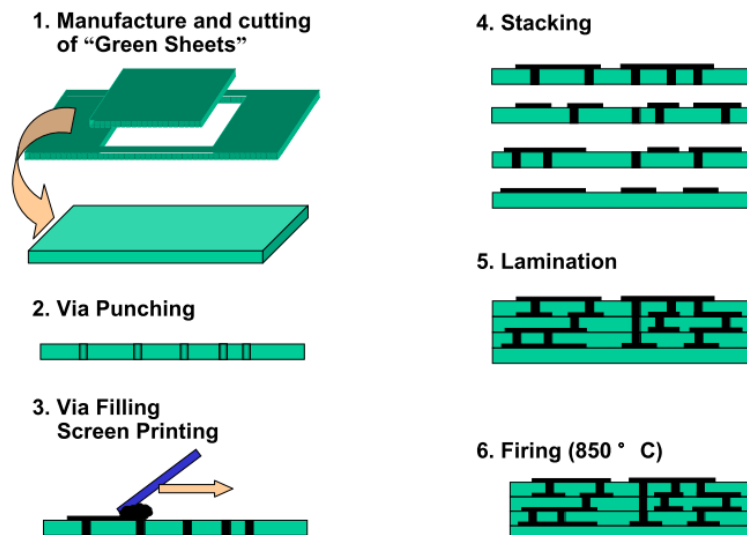


Fig.49 : Etape de réalisation en technologie LTCC ''Source : KOA Europe''

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

IV.2 Avantages et inconvénients de la technologie LTCC

IV.2.1 Avantages de la technologie LTCC

Dans ce paragraphe nous citerons les principaux avantages de la technologie LTCC :

- une grande résolution des conducteurs,
- une seule étape de recuit nécessaire pour l'ensemble des couches,
- une fabrication des composants en multicouche et la possibilité de réaliser des composants 3D,
- un bon contrôle de l'épaisseur de la couche de diélectrique,
- une compatibilité avec l'utilisation d'un matériau magnétique,
- un nombre illimité de couches pouvant être empilées.

IV.2.2 Inconvénients de la technologie LTCC

Les points suivants énumèrent quelques inconvénients de la technologie LTCC :

- température de recuit relativement haute (entre 850°C à 1000 °C),
- process de fabrication relativement complexe,
- nécessite un grand investissement en matériels de réalisation.

IV.3 Exemples de composants passifs fabriqués en technologie LTCC

Malgré les avantages de la technologie LTCC, le grand investissement nécessaire pour la réalisation des composants limite les travaux dans cette technologie. Dans ce paragraphe, on essaiera de donner quelques exemples existants dans la littérature sur la réalisation des composants passifs.

Le laboratoire LGEP en collaboration avec la Faculté des Sciences et Technique de l'Université *Novi Sad* de Serbie est parmi les rares laboratoires en France s'intéressant à cette technologie.

Eric LABOURE et al. [SMRL10] décrivent dans leurs travaux les résultats de simulation et de caractérisation d'un transformateur LTCC pour son utilisation dans un convertisseur DC-DC. Sur la figure 50, on retrouve le design du transformateur. Il est composé de deux couches de ferrite (ou de diélectrique) une dessous et une dessus. Les deux enroulements, situés sur la couche inférieure (du ferrite), sont composés d'une spire chacun

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

avec une largeur de 0,5 mm et un espacement de 1mm. La distance entre les deux enroulements est de 0,1 à 1,5 mm.

Le design et la simulation de la structure ont été réalisés en utilisant le logiciel COMSOL *Multiphysics* pour des fréquences de fonctionnement de 500 kHz et 1 MHz. Vu la complexité du process de fabrication utilisant des couches de ferrite (délamination des couches de ferrites), seuls les transformateurs à couches de diélectrique ont été caractérisés et présentés. Une inductance primaire/secondaire de 3 nH a été obtenue. Ce transformateur a été utilisé avec succès dans un convertisseur DC-DC faible puissance (<1W).

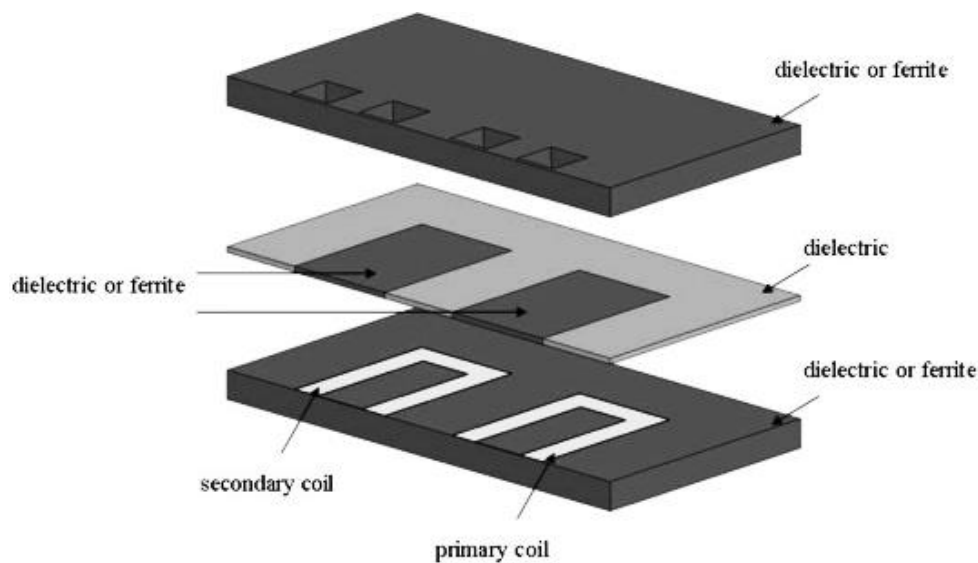


Fig.50 : Design du transformateur LTCC [SMRL10]

R.L. Wahlers et al. présentent dans leurs travaux des transformateurs réalisés en technologie LTCC [RCMA02]. Les objectifs de cette étude étaient de mettre en place un process de fabrication de transformateurs, fiable, faible taille et faible coût et par la suite de généraliser le process à tous les composants passifs. Dans cette étude, plusieurs transformateurs avec différents rapports de transformation ont été réalisés. Le process de réalisation implique l'utilisation de conducteurs imprimés sur une feuille de ferrite (Fig.51 (a)), le dépôt d'un matériau diélectrique sur les conducteurs, l'impression des interconnexions métalliques incluant les vias, le laminage et le recuit. Sur la figure 51 (b), on retrouve les transformateurs réalisés avec des capacités multicouches (3 couches). Ces transformateurs ont été utilisés dans une série de démonstrateurs pour des commutateurs de faible puissance

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

fonctionnant dans la bande de fréquence 250 kHz – 2 MHz. Les caractéristiques des transformateurs réalisés sont données dans le tableau suivant :

Rapport de transformation	$R_1(\Omega)$	$R_2(\Omega)$	L_1 (μH)	L_2 (μH)	Inductance de fuite (μH)	Facteur de couplage
1 :1	0,75	0,75	19	19	2,6	0,93
1 :2	0,75	1,35	15	57,5	1,6	0,95
1 :3	0,75	4,3	16	145	1,5	0,95
1 :4	0,75	7,1	17	270	1,4	0,96

Tab.2 : Caractéristiques de quelques transformateur LTCC réalisés [RCMA02]

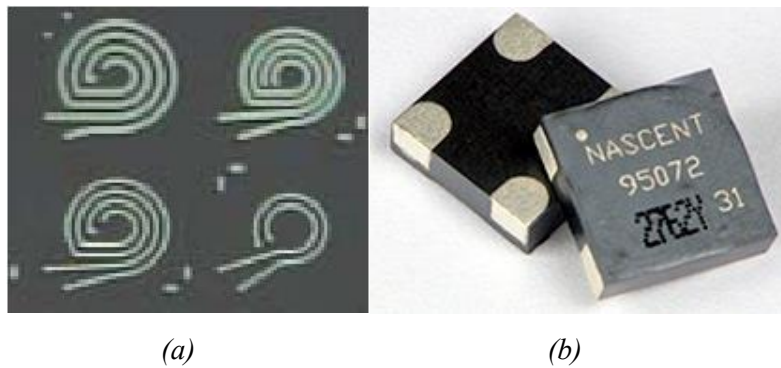


Fig.51 : Photographie des transformateurs réalisés en technologie LTCC [RCMA02]

L.J.Golonza et al. présentent une inductance réalisée en technologie LTCC [LJGo06]. Dans cette exemple, l'inductance est réalisée sur deux niveaux de métal en utilisant une technique de découpage laser compatible avec la technologie LTCC [KDGo00][KDGB00]. Le dispositif réalisé (Fig.52) possède une inductance de 2,4 μH à 100 kHz sans matériau magnétique et une inductance de 14,6 μH avec un matériau magnétique. Cette inductance a été utilisée avec succès dans un convertisseur DC-DC de faible puissance [Keis68].

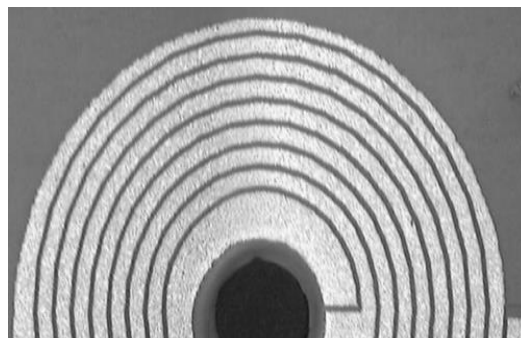


Fig.52 : Inductance réalisée en technologie LTCC et découpe Laser [LJGo06]

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

IV.4 Conclusion sur la technologie LTCC

Les grands avantages de la technologie LTCC sont le très bon facteur de forme des composants, la fabrication collective des composants, la possibilité de réalisation multi-chip et plus important, la possibilité d'intégrer un matériau magnétique. Cependant, cette technologie reste pour le moment très onéreuse et donc limitée.

V. CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION

Afin de choisir une technologie de fabrication adaptée à nos dispositifs, nous rappelons les deux paramètres les plus importants de notre cahier des charges :

- Inductance L élevée entre $1\mu\text{H}$ et $10\mu\text{H}$: Cette forte valeur ajoutée à la contrainte sur la surface occupée, nécessite alors l'utilisation d'un matériau magnétique.
- Fréquence de fonctionnement entre 1 MHz et 20 MHz.

Dans le paragraphe précédent, nous avons présenté les 4 technologies les plus classiquement utilisées dans la réalisation de composants passifs :

1- Technologie CMOS

Cette technologie bien connue et maîtrisée, utilise plusieurs niveaux de métallisation pour la réalisation des composants passifs. Le substrat de base utilisé dans le procédé de fabrication CMOS est le silicium, de ce fait, les faibles valeurs de l'inductance impliquent des fréquences de fonctionnement très élevées de l'ordre de quelques centaines de MHz ce qui est en dehors de notre gamme de fréquence. De plus, les faibles valeurs d'inductance, généralement de l'ordre du nH, sont également trop faibles par rapport à notre cahier des charges. Afin d'augmenter la valeur de l'inductance, il est nécessaire d'utiliser un matériau magnétique. Dans un procédé CMOS, il est presque impossible d'intégrer un matériau magnétique. En conclusion, la technologie CMOS n'est pas adaptée à notre cahier des charges.

2- Technologie MMIC

La technologie MMIC ne diffère pas de la technologie CMOS. Les caractéristiques proposées par cette technologie sont presque identiques à celles proposées par la technologie CMOS, c'est-à-dire des fréquences de fonctionnement très élevées et des valeurs d'inductances très faibles avec l'impossibilité d'utiliser des matériaux magnétiques.

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

Malgré le remplacement du substrat de silicium par un substrat plus résistif (GaAs) ce qui permet d'avoir des fréquences encore plus élevées (plusieurs dizaines voir centaines de GHz) avec la réduction des étapes technologiques, cette technologie est également inadaptée à notre cahier des charges.

3- Technologie MEMS

La troisième technologie explorée dans le paragraphe précédent était la technologie MEMS. A première vue, cette technologie semble adaptée à notre cahier des charges puisque elle permet l'utilisation d'un matériau magnétique. La principale caractéristique de cette technologie est la réalisation de composants suspendus. Notre objectif n'est pas de réaliser des dispositifs suspendus 3D ou de développer des applications électromécaniques. En conclusion, cette technologie est aussi inadaptée à notre cahier des charges.

4- Technologie LTCC

La technologie LTCC est l'exception parmi les technologies présentées dans le paragraphe précédent qui répond bien à notre cahier des charges. En effet, les fortes valeurs proposées par les composants passifs réalisés en cette technologie ($1 \mu\text{H}$ – $10 \mu\text{H}$) et une large bande de fréquences couvrant notre bande de fréquence souhaitée (2 MHz – 20 MHz) rend cette technologie appropriée à notre cahier des charges. Cependant, cette technologie nécessite un très important investissement. Pour cette raison, cette technologie est écartée.

A la lumière de cette étude, on constate que ces quatre technologies ne sont pas vraiment adaptées au développement de composants passifs à couches magnétiques et plus particulièrement lorsqu'on souhaite des valeurs d'inductance élevées.

Au-delà du projet THOR, l'objectif est de concevoir des composants passifs (inductances et transformateurs) adaptés à différentes fréquences (du MHz à quelques dizaines de MHz) en utilisant la même technologie. L'utilisation d'un matériau magnétique est également indispensable si l'on souhaite obtenir des ratios inductance/surface occupée élevés.

La solution retenue consiste à utiliser des matériaux ferrite en couche épaisse. Il s'agit de matériaux isolants, bon marché et dont la diversité permet de s'adapter à n'importe quelle gamme de fréquence (de quelques kHz pour les ferrites M_nZ_n à quelques centaines de MHz pour les ferrites N_iZ_n et les grenats). Les ferrites largement utilisés existent sous deux formes :

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

- ferrites sous forme de couche ‘‘mince/épaisse’’ : l’épaisseur de la couche peut varier de quelques centaines de nanomètres jusqu’à des centaines de microns suivant les fréquences de fonctionnement souhaitées. Pour cela plusieurs techniques ont été développées afin de réaliser de telles couches, on cite par exemple : le dépôt en phase chimique CVD et la pulvérisation cathodique radiofréquence. Cette dernière technique a déjà fait l’objet de travaux au sein du laboratoire LT2C,

- ferrites commerciaux : ces ferrites commerciaux sont obtenues en grande partie par le procédé standard de frittage basé sur le pressage à hautes températures de poudre. L’avantage de ces matériaux est qu’ils sont usinables en utilisant des étapes comme le sciage, rodage et polissage, permettant d’avoir des états de surface très acceptables et des formes géométriques différentes. De plus, pour de futures applications, ce type de matériau est compatible avec la gravure en volume en utilisant la technique de gravure laser ‘‘femto’’.

Dans le paragraphe suivant, nous justifions notre choix des matériaux dans la fabrication de nos composants ainsi que leurs caractéristiques.

VI. CHOIX DES MATERIAUX DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

Après avoir choisi dans le paragraphe précédent la technologie de fabrication, on consacrera ce paragraphe à la description des matériaux utilisés dans la réalisation de nos dispositifs. Nous commençons par donner un aperçu général des matériaux les plus utilisés dans la réalisation des composants passifs, leurs principales caractéristiques et nous finissons par choisir les matériaux utilisés pour la fabrication de nos dispositifs ainsi que leurs modes d’élaboration au laboratoire LT2C.

VI.1 Substrat de base

Le substrat de base est le substrat sur lequel les opérations de fabrication microélectronique sont réalisées. Avant de choisir le substrat de base pour nos dispositifs, nous rappelons qu’il existe deux types de substrats : substrat fonctionnel et substrat ‘‘mécanique’’.

Le substrat fonctionnel est un substrat qui exploite certaines de ses caractéristiques pour participer au fonctionnement du composant fabriqué. Parmi ces substrats on peut citer

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

les matériaux semi-conducteurs (Si, GaAs etc...), les matériaux piézoélectriques (quartz, oxyde ferroélectrique etc...) et les matériaux magnétiques (ferromagnétique, ferrite etc...).

Au contraire des substrats fonctionnels, les substrats ‘mécaniques’ ne participent pas au fonctionnement du composant mais jouent le rôle d’un support mécanique pour faciliter la manipulation des composants.

Le choix du substrat est soumis à plusieurs paramètres [Keis68][InBa03] :

- 1- le coût du matériau,
- 2- de faibles pertes diélectriques ($\tan\delta$ faible),
- 3- une bonne résistance mécanique et une bonne conductivité thermique.

Le tableau (Tab.3) [InBa03] donne les propriétés de quelques matériaux utilisés comme substrat. Le choix entre ces substrats se fait suivant la fonction du substrat, l’application visée et la fréquence d’utilisation. Dans le cas des circuits RF et pour des fréquences allant jusqu’à 6 GHz des substrats avec une permittivité diélectrique comprise entre 2 et 4 sont souvent utilisés, de même pour les antennes jusqu’à 20 GHz.

Les matériaux les plus souvent utilisés sont l’alumine, le verre et les semi-conducteurs :

➤ **L’oxyde d’aluminium et plus connu sous l’appellation Alumine (Al_2O_3) :** est généralement le substrat le plus utilisé dans l’industrie microélectronique pour des applications allant jusqu’à 20 GHz. Son prix modéré et ses propriétés électriques et thermiques supérieures à la plupart des oxydes de céramique favorisent son utilisation dans les circuits à couches minces et épaisses, pour le packaging des circuits ainsi que dans les structures multicouches pour les modules multi-puces. Une pureté supérieure à 85 % est recommandée afin d’avoir de faibles pertes diélectriques dans le substrat et une meilleure reproductibilité. Habituellement, on utilise de l’alumine avec une pureté avoisinant 99%.

➤ **Les semi-conducteurs : (Si, Ga, GaAs...) :**

Les semi-conducteurs peuvent être classés en deux catégories :

- semi-conducteurs élémentaires : On cite principalement le silicium (Si), Germanium (Ge) et le sélénium (Se),
- semi-conducteurs composés : arséniure de gallium (GaAs), phospho-arséniure de gallium (GaAsP) et le phosphore d’indium (InP).

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

Matériaux	Rugosité de surface (μm)*	Pertes ($\tan\sigma$) à 10GHz (10^{-4})	Permittivité relative ϵ_r	Conductivité thermique ($\text{W/cm x}^\circ\text{C}$)	Rigidité diélectrique (kV/cm)	Applications
Alumine 99.5%	2-8	1-2	10	0,37	4.10^3	Microstrip, substrat suspendu,
96%	20	6	9	0,28	4.10^3	
85%	50	15	8	0,2	4.10^3	
Verre	1	20	5	0,01	----	Composants élémentaires
GaAs (haute résistivité)	1	6	12,9	0,46	350	microstrip, MMICs
Si (haute résistivité)	1	10-100	11,7	1,45	300	MMICs

*Tab.3 : Exemples de substrats et leurs propriétés [InBa03]
Etat de surface avant opération de polissage, dépend du fournisseur

Choix du substrat :

Pour nos dispositifs, le substrat de base jouera uniquement le rôle de support mécanique sur lequel le matériau magnétique sera collé pour subir des opérations d'usinage (rodage, polissage *cf. Chapitre 4*) avant d'être si nécessaire enlevé à la fin des étapes de réalisation. Pour cette raison, notre choix sera limité à l'utilisation de l'alumine ou du verre. Cependant, pour des raisons de coût, le verre est privilégié.

VI.2 Matériaux conducteurs

Dans le chapitre I, nous avons présenté les différents types de conducteur de façon générale. Dans ce paragraphe et après avoir choisi la technologie de fabrication, nous présentons les principales caractéristiques des conducteurs :

Le matériau conducteur doit présenter certaines caractéristiques :

- un faible coût,
- une bonne conductivité électrique et thermique,
- une bonne adhérence sur le substrat,

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

- une facilité de dépôt et de gravure.

A la lumière de ces caractéristiques, on peut mentionner dans le tableau 4 des matériaux souvent utilisés comme Cu, Al, Ag et Au et d'autres rarement utilisés à l'exemple du W, Pt, Pd...etc. [*InBa03*] :

Matériau	Résistivité à 300 K (10^{-9})	Profondeur de peau à 2 GHz (μm)	Coefficient de dilatation thermique ($\frac{\alpha_t}{^\circ\text{C}} \times 10^6$)	Technique de dépôt
Cu	17	1,5	18	Evaporation, Pulvérisation cathodique, électrodéposition
Au	22	1,7	15	Evaporation électrodéposition
Al	26	1,9	26	Evaporation, Pulvérisation cathodique
Ag	15	1,4	21	Evaporation

Tab.4 : Conducteurs utilisés dans la micro fabrication [*InBa03*]

Choix du matériau conducteur :

Parmi les matériaux présentés dans le tableau 4, nous avons choisi le cuivre (Cu). Ce matériau répond le mieux aux critères de choix et plus particulièrement son faible coût. Les autres matériaux sont occasionnellement utilisés, l'aluminium à cause de sa faible conductivité tandis que l'or est rarement utilisé à cause de son prix très élevé, on l'utilise le plus souvent pour la protection contre la corrosion. Un autre facteur du choix du cuivre est que le dépôt de ce matériau par pulvérisation cathodique radiofréquence est bien maîtrisé au laboratoire LT2C.

VI.3 Les isolants

Dans le paragraphe *I.5.2* du *chapitre I*, nous avons donné les principales caractéristiques et propriétés des isolants utilisés dans la fabrication des transformateurs. On se limite dans ce paragraphe aux isolants utilisés en micro fabrication, les caractéristiques et les propriétés restent inchangées, la différence réside dans la méthode de dépôt. Le tableau (Tab.5) résume les principaux isolants et leurs méthodes de dépôt [*InBa03*] :

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

Diélectrique	Méthode de dépôt	permittivité relative ϵ_r	Rigidité diélectrique (V/ μm)
SiO (monoxyde silicium) SiO ₂ (dioxyde de silicium)	Evaporation, Pulvérisation cathodique	6-8	40
Si ₃ N ₄ (nitrure de silicium)	CVD Pulvérisation cathodique	7,6	1000
Al ₂ O ₃ (alumine)	Evaporation Anodisation	7-10	400
Ta ₂ O ₅ (Oxyde de tantale)	Evaporation Anodisation	22-25	600
Résines (Ex : Su-8)	Spin coating	3-4	100

Tab.5 : Principaux isolants et leurs propriétés [InBa03]

Choix de l'isolant

Dans le tableau 5 on retrouve les principaux isolants utilisés en fabrication microélectronique, le plus connu et largement utilisé est le SiO₂. La plupart des isolants présentés répondent bien aux critères de choix c'est-à-dire qu'ils présentent une faible permittivité relative et une bonne rigidité diélectrique à l'exception du Ta₂O₅. Cependant, pour nos dispositifs qui ne nécessitent pas une très grande rigidité diélectrique mais une permittivité relative la plus faible possible (voir cahier des charges *chapitre III*), la résine Su-8 apparaît comme une bonne solution. De plus, sa technique de dépôt est relativement simple. En conclusion, pour réaliser nos dispositifs, la résine Su-8 sera utilisée pour assurer l'isolation entre les bobinages du transformateur. Cette résine sera déposée par la technique de spin coating en salle blanche.

VI.4 Matériaux magnétiques

Le matériau magnétique joue un rôle très important dans l'amélioration des performances des composants magnétiques et la réduction des fuites. Dans le chapitre précédent, les différents matériaux magnétiques ont été présentés. Nous rappelons succinctement les avantages et inconvénients des matériaux potentiellement utilisables, avant d'effectuer un choix.

Les matériaux ferromagnétiques possèdent une forte perméabilité et une forte aimantation à saturation mais une faible résistivité. Ils sont bien adaptés pour les applications

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

DC et basse fréquence. En revanche, en haute fréquence, leur utilisation nécessite une mise en œuvre délicate : feuilletage, composite ou couches minces. Nous ne les avons pas retenus.

Les matériaux ferrites présentent un champ magnétique à saturation moyen ainsi qu'une perméabilité acceptable. Le plus grand avantage des ferrites réside dans leur résistivité très élevée. Cette résistivité permet une utilisation à des fréquences plus élevées sans engendrer beaucoup de pertes. D'autre part comme indiqué (§V), le large éventail de ferrite permet d'adapter son choix au domaine fréquentiel de différentes applications.

Le choix des ferrites s'impose pour nos applications. Il reste à choisir un ferrite adapté aux fréquences de fonctionnement du transformateur définies par le cahier des charges.

Les ferrites peuvent être classés sous deux grandes familles et cela en fonction de la fréquence de fonctionnement :

✓ Ferrites pour des fréquences entre 10 kHz et 500 MHz :

Ce sont des ferrites spinelles se présentant sous formes mixtes :

- manganèse-Zinc : avec une assez grande perméabilité (500-5000) pour des fréquences de 10 kHz à 1 MHz,
- nickel-Zinc : avec une plus faible perméabilité (50-500) pour des fréquences de 1 MHz à 500 MHz.

✓ Ferrite pour des fréquences entre 100 MHz et 100 GHz :

Les ferrites hautes fréquences peuvent être sous deux formes :

- Ferrites de spinelles : ex Mg-Mn, Ni-Al.
- Grenat de ferrite : principalement on retrouve le grenat d'yttrium et de fer (YIG : $Y_3Fe_5O_{12}$).

Ces deux types de ferrites sont utilisés dans la bande de fréquence 0,1 GHz et 100 GHz.

Choix du ferrite :

Pour les applications visées (1-20 MHz), le ferrite choisi doit avoir une perméabilité élevée et une grande résistivité afin d'avoir de faibles pertes aux fréquences de fonctionnement. Un autre paramètre peut être rajouté : la température de Curie qui doit être supérieure à 250°C. En effet, ce paramètre a peu d'intérêt à court terme pour un fonctionnement à température ambiante, mais pour de futures applications visant le

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

fonctionnement à hautes températures ($>200^{\circ}\text{C}$), il convient de choisir un ferrite avec une température de Curie élevée.

Deux types de ferrites répondent aux critères cités ci-dessus : les ferrites Ni-Zn et les grenats de ferrites. Pour nos dispositifs nous avons choisi un ferrite de type grenat qui est le YIG. Ce choix est justifié par l'expérience du laboratoire LT2C où le YIG a fait l'objet de plusieurs études en allant de l'étude des propriétés magnéto-optiques [BCRB04] [BPBR04], de la caractérisation hyperfréquence de couches de YIG [ZeMV07], des dépôts de couches minces de YIG par pulvérisation cathodique [CBRC04][TCMJ05] jusqu'à la réalisation de composants : isolateur [CBRC04] et inductance [Sibl12]. On aurait pu choisir éventuellement un autre ferrite de type Ni-Zn par exemple, mais la technologie reste la même quel que soit le ferrite.

CHAPITRE II : CHOIX DE LA TECHNOLOGIE DE FABRICATION DU TRANSFORMATEUR

CONCLUSION:

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons analysé et comparé plusieurs technologies de réalisation de transformateurs. Après avoir présenté un état de l'art sur ces différentes technologies, nous avons choisi de développer notre propre technologie caractérisée par l'utilisation de matériaux ferrites commerciaux comme substrat. La résistivité élevée des ferrites permet de limiter les étapes technologiques (limitation du nombre de couches isolantes). Cette approche permet d'obtenir facilement des couches d'épaisseur et d'état de surface souhaités.

La deuxième partie du chapitre a été consacrée au choix des matériaux utilisés dans la réalisation du transformateur

Le substrat : comme le substrat n'est utilisé que pour assurer un support mécanique, nous avons choisi d'utiliser le *verre*.

Le conducteur : sans surprise, le *cuivre* a été choisi pour réaliser les conducteurs du transformateur. En effet, la bonne conduction et le faible coût sont les plus grands avantages du cuivre. De plus, le laboratoire **LT2C** dispose du matériel nécessaire pour le dépôt du cuivre en couche mince (pulvérisation).

L'isolant : en partant du SiO_2 jusqu'au téflon, plusieurs isolants existent dans la littérature pour la réalisation des transformateurs. Notre difficulté était de choisir un isolant répondant à notre cahier de charge à savoir une faible permittivité et une grande rigidité diélectrique tout en ayant une technologie d'élaboration relativement facile. Pour cela, notre choix s'est orienté vers les résines et plus spécialement la résine épaisse **Su-8** ; cette dernière répond bien aux critères de choix et son élaboration est abordable par la technique de spin coating. Cette résine permet également la réalisation de moules pour l'obtention des vias verticaux.

Le matériau magnétique : le *YIG* a été choisi pour être utilisé comme noyau magnétique. Ce dernier présente de faibles pertes jusqu'à 100 MHz et il est disponible soit en couches minces soit en couches épaisses. L'état massif est plus avantageux car selon les études du laboratoire **LT2C** ce dernier n'a d'effet significatif qu'à partir de 100 μm ce qui est difficile à réaliser en couche mince.

Au final, nous pouvons dire que tous les matériaux constituant le transformateur ainsi que leurs technologies d'élaboration ont été définis. Il reste à définir une structure et à la dimensionner. Ces points seront abordés dans le chapitre suivant.

**CHAPITRE III :
SIMULATION ET ETUDE DE
STRUCTURES**

SOMMAIRE

INTRODUCTION	71
I. PRÉSENTATION DE QUELQUES STRUCTURES DE TRANSFORMATEURS	72
I.1 Structure à enroulement entrelacées	72
I.1.1 Description de la structure entrelacée (Interleaved)	72
I.1.2 Transformateur entrelacé sans matériau magnétique	73
I.1.3 Transformateurs entrelacés avec matériau magnétique	75
I.1.4 Conclusion sur la structure entrelacée	76
I.2 Structure à enroulements empilés (STACK)	76
I.2.1 Description de la structure à enroulements empilés	76
I.2.2 Transformateur Stack sans matériau magnétique	77
I.2.3 Transformateur Stack avec matériau magnétique :	78
I.2.4 Structure entrelacée à enroulements empilés	79
I.2.5 Conclusion sur la structure Stack	80
I.3 Structure Vis-A-Vis ou Face-To-Face	81
I.3.1 Présentation de la structure	81
I.3.2 Conclusion sur la structure Face-To-Face	82
I.4 Structure 3D	82
I.4.1 Présentation de la structure	82
I.4.2 Structure de transformateurs 3D sans matériau magnétique	83
I.4.3 Structure de transformateurs 3D avec matériau magnétique	86
I.4.4 Conclusion sur la structure 3D	87
I.5 Bilan et choix de la structure du transformateur	88
II. SIMULATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA STRUCTURE DU TRANSFORMATEUR	90
II.1 Outil de conception et simulation	90
II.1.1 Principe de la méthode des éléments finis	90
II.1.2 Paramètres de simulation HFSS	91
II.2 Design de la structure du transformateur	92
II.2.1 Structure entrelacée	92

CHAPITRE III : SIMULATION ET ETUDE DE STRUCTURES

II.2.2	Structure Face-To-Face	93
II.3	Modèle choisi du transformateur	94
II.3.1	Modèle basse fréquence	95
II.3.2	Modèle haute fréquence	96
II.4	Dimensionnement du transformateur	96
II.4.1	Inductance magnétisante	96
II.4.2	Résistance des enroulements	97
II.4.3	Couplage capacitif entre bobinages	97
II.4.4	Coefficient de couplage	97
II.5	Dimensionnement du transformateur Face-To-Face	97
II.5.1	Inductance magnétisante	98
II.5.2	Résistance des enroulements	102
II.5.3	Capacité entre enroulements	104
II.5.4	Coefficient de couplage	106
II.6	Conclusion sur le dimensionnement du transformateur Face-To-Face	107
II.6.1	Inductance magnétisante	107
II.6.2	Résistance des enroulements	108
II.6.3	Capacité entre enroulements	108
II.6.4	Coefficient de couplage	108
CONCLUSION.....		110

INTRODUCTION

Après avoir choisi les matériaux nécessaires pour la réalisation de nos transformateurs dans le chapitre précédent, ce chapitre est dédié au choix de la structure du transformateur et à son dimensionnement. Pour cela, nous rappelons que le cahier des charges s'établit comme suit :

- une inductance au primaire entre 1 μH et 10 μH ,
- une capacité parasite entre primaire et secondaire entre 1 pF et 10 pF,
- un coefficient de couplage de 0,8 à 0,9,
- une fréquence de fonctionnement entre 2 MHz et 20 MHz,
- une tenue en tension > 2 kV,
- une résistance des bobines entre 1 Ω et 10 Ω ,
- une faible surface occupée.

Dans la première partie de ce chapitre, nous réalisons une étude bibliographique sur les différentes structures de transformateurs existantes dans la littérature. Ces structures sont la structure entrelacée (Interleaved), la structure empilée (Stack), la structure Face-To-Face et la structure 3D. Pour chacune des quatre structures, une description sera donnée, les avantages et inconvénients seront précisés. Enfin, quelques exemples de réalisation accompagnés des principales caractéristiques illustreront chaque type de structure. Au final, un bilan sur les quatre structures sera établi et la structure répondant le plus au cahier de charges sera choisie.

La deuxième partie sera consacrée au dimensionnement de la structure choisie. Ce dimensionnement est basé sur les résultats de simulation à l'aide du logiciel HFSS. Plusieurs paramètres seront explorés et leurs influences sur le cahier des charges étudiées. A la fin de ce chapitre, nous donnons le bilan du dimensionnement de la structure et les dimensions suivantes seront fixées en corrélation avec le cahier des charges :

- largeur des spires,
- espacement entre spires,
- épaisseur de la couche isolante,
- épaisseur de la couche du matériau magnétique (YIG),
- nombre de spires.

I. PRÉSENTATION DE QUELQUES STRUCTURES DE TRANSFORMATEURS

Ils existent dans la littérature plusieurs topologies de transformateurs, les deux principales structures sont l'entrelacée (Interleaved) et l'empilée (Stack). D'autres structures existent en faisant une combinaison entre entrelacée et empilée comme Stack-Interleaved ou encore des structures 3D et bobines en vis-à-vis (Face-To-Face). Dans ce paragraphe nous décrivons quelques structures et leurs principales caractéristiques ainsi que des exemples de travaux sur ces différentes topologies.

I.1 Structure à enroulement entrelacées

I.1.1 Description de la structure entrelacée (Interleaved)

La structure entrelacée est la plus répandue dans la littérature. Sa technologie de fabrication relativement simple est à l'origine de son développement. Deux structures principales peuvent être rencontrées en littérature, la structure *Shibata* et *Frlan*.

La structure *Shibata* [SHTK81] présentée en 1981 sous le nom de spirales couplées est parmi les premières structures étudiées. Cette structure asymétrique également appelée deux-fils-en-main, est constituée de deux enroulements développés en parallèle (Fig.53). En général les deux enroulements ont le même nombre de spires cependant leurs inductances propres peuvent varier un peu.

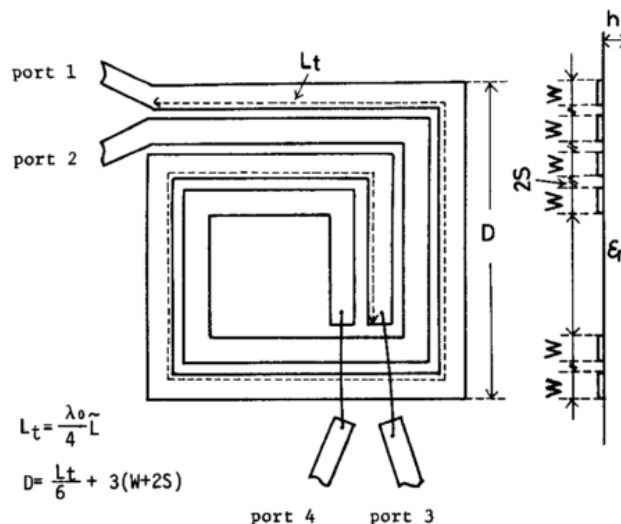


Fig.53 : Structure deux-fil-en-main présentée par Shibata [SHTK81]

La structure *Frlan* [FMCW89] a été présentée comme une nouvelle structure de transformateur avec une topologie symétrique (Fig.54). Dans cette structure contrairement à la structure *Shibata*, les deux enroulements sont développés dans un sens opposé non parallèle d'où la symétrie des enroulements.

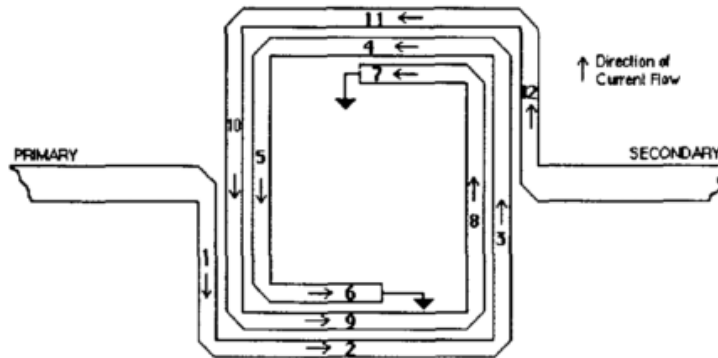


Fig.54 : Structure *Frlan* [FMCW89]

D'autres variantes des structures *Frlan* et *Shibata* ont été par la suite développées dans le but d'adapter le transformateur pour des applications 3 ports Fig.55(a), afin de réduire l'effet de proximité (Fig.55(b)) ou encore pour améliorer le facteur de couplage k [Long00][GGRa91]. Ces structures demandent deux ou plusieurs niveaux de métal ce qui complique le procédé technologique.

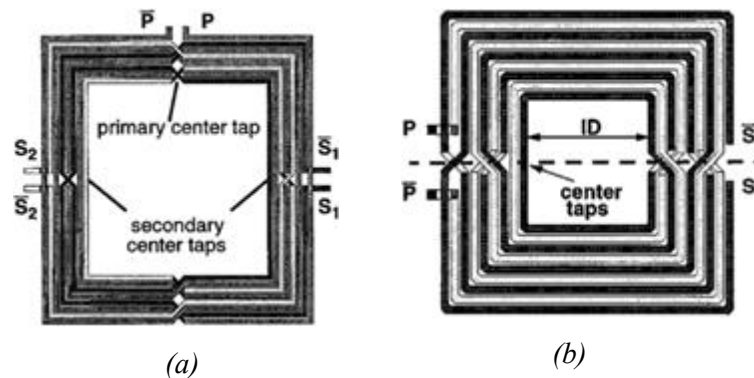


Fig.55 : Structure entrelacée [Long00] Structure symétrique [GGRa91]

1.1.2 Transformateur entrelacé sans matériau magnétique :

Heng-Ming Hsu et al. [HsTH07] présente une structure entrelacée symétrique d'un transformateur proposé principalement pour le transfert de puissance (Fig.56).

En se basant sur le procédé de fabrication CMOS 90 nm sur silicium [UMC013], ce transformateur est constitué de 3 spires au primaire et au secondaire avec 12 μm de largeur de

conducteur et un espacement de $1,5\mu\text{m}$. La surface totale occupée par le transformateur est de $269 \times 269 \mu\text{m}^2$.

Cette structure a été caractérisée en hautes fréquences jusqu'à sa fréquence de résonance de $12,8 \text{ GHz}$. Une self inductance de $2,52 \text{ nH}$ et une inductance mutuelle de $1,45 \text{ nH}$ ont été mesurées. Le facteur de couplage k de cette structure est très modéré et affiche uniquement $0,57$, valeur inférieure à la moyenne qui est généralement de $0,7$.

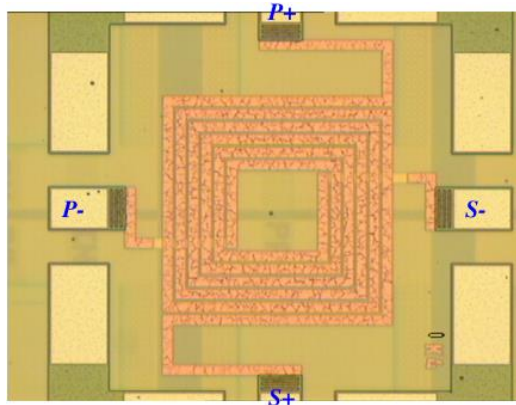


Fig.56 : Structure entrelacé étudiée par **Heng-Ming Hsu [HsTH07]**

Un autre exemple de structure entrelacée est donné par **Rongxiang Wu [WuSH11]**. Cette structure entrelacée spirale a été conçue avec HFSS pour une utilisation dans des convertisseurs DC/DC fonctionnant jusqu'à 150 MHz (Fig.57). Ce transformateur d'une surface de 2 mm^2 est constitué de 5 tours au primaire et 5 tours au secondaire. L'épaisseur des conducteurs réalisés par électrodéposition est de $100 \mu\text{m}$ avec une largeur de $15 \mu\text{m}$ et un espacement de $10 \mu\text{m}$.

Avec un nombre de tours (spires) de 5 pour le primaire et le secondaire, les auteurs ont obtenu un grand facteur de couplage de $0,95$, une résistance DC de $0,44 \Omega$ et une faible inductance de 34 nH pour des fréquences allant jusqu'à 50 MHz .

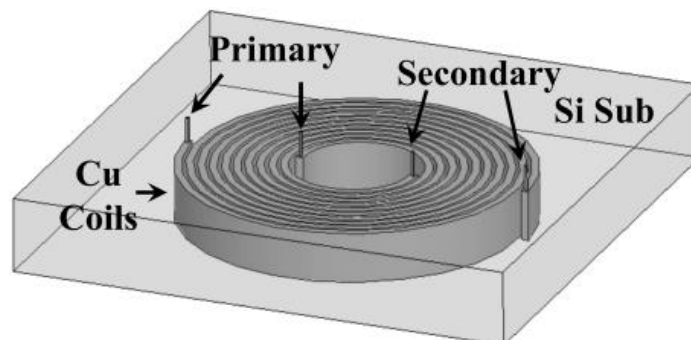


Fig.57 : Structure entrelacée spirale présentée par **Rongxiang Wu [WuSH11]**

1.1.3 Transformateurs entrelacés avec matériau magnétique

Dans ce paragraphe on présentera un exemple de structure entrelacée du transformateur avec matériau magnétique. Généralement ces transformateurs fonctionnent dans la gamme des moyennes fréquences, de quelques MHz jusqu'à quelques centaines de MHz.

Ce transformateur entrelacé est celui réalisé par *Terence O'Donnell et al.* [OWBR04][BOBW02]. La structure en forme de piste de course appelée "racetrack shaped" (Fig.58) est réalisée sur un substrat de silicium avec une couche d'isolant de 3 μm de BCB (Benzocyclobutane [CSBe13]). La couche de matériau magnétique, alliage de NiFe ($\text{Ni}_{80}\text{Fe}_{20}$), est déposée par la suite par électrodéposition. Cette dernière est de nouveau isolée par une couche de BCB. Les conducteurs en cuivre sont déposés eux aussi par électrodéposition et sont revêtus d'une couche de résine Su-8 afin de réaliser une isolation entre les conducteurs et la couche supérieure du matériau magnétique elle aussi électrodéposée.

Au final deux transformateurs de 4 tours au primaire et 2 tours au secondaire avec une couche de 5 μm d'épaisseur de matériau magnétique ont été réalisés. Le premier transformateur Tr1 possède une longueur de 19,02 mm et une largeur de 1,77 mm et le deuxième transformateur Tr2 une longueur de 12,55 mm et une largeur de 1,59 mm. Ces transformateurs sont destinés à un fonctionnement entre 5 MHz et 10 MHz. La caractérisation de ces deux transformateurs a été réalisée en court-circuit et circuit-ouvert, les résultats sont présentés dans le tableau suivant (Tab.6) :

	Tr1	Tr2
Nombre tours primaire	4	4
Nombre tours secondaire	2	2
Longueur transformateur	19,02 mm	12,55 mm
Largeur transformateur	1,77 mm	1,59 mm
Largeur conducteur	70 μm	55 μm
Mesure circuit-ouvert (L)	0,9 μH	0,66 μH
Mesure court-circuit (L)	300 nH	206 nH

Tab.6 : Paramètres géométriques et caractéristiques électriques des transformateurs entrelacés [OWBR04]

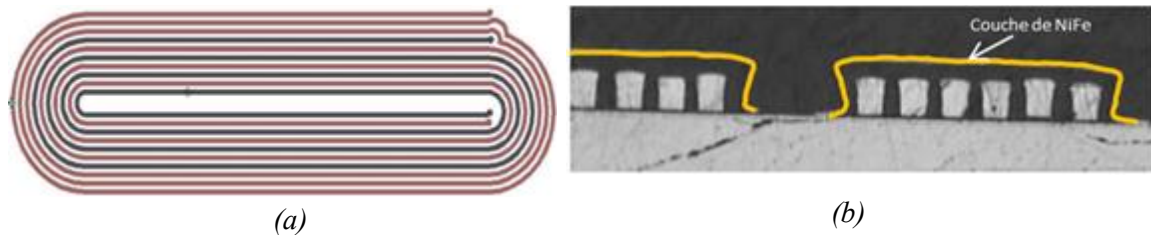


Fig.58 : Transformateur présenté par **O'Donnell [OWBR04]**
(a) image plan du transformateur
(b) image optique avec la couche de matériau magnétique

I.1.4 Conclusion sur la structure entrelacée

La structure entrelacée sans matériau magnétique présente un avantage intéressant compte tenu de sa facilité de réalisation technologique. Avec l'ajout d'un matériau magnétique, pour obtenir de fortes valeurs d'inductance (L), la réalisation devient plus compliquée mais reste toujours abordable. Cependant, la structure entrelacée présente une capacité inter bobinage très élevée.

I.2 Structure à enroulements empilés (STACK)

I.2.1 Description de la structure à enroulements empilés :

La structure à enroulements empilés utilise deux ou plusieurs niveaux de métallisation pour la réalisation du transformateur (Fig.59). Cette structure exploite les deux modes de couplage vertical et horizontal. Cette configuration permet d'avoir une inductance très élevée par rapport à l'entrelacé, un coefficient de couplage de l'ordre de 0,9 et une faible surface occupée [YMay05].

La réalisation généralement se fait au moins sur deux niveaux de métal. Sur le premier on retrouve le primaire et sur le deuxième niveau de métal est réalisé le secondaire présentant ainsi une grande complexité de réalisation. Les connexions entre primaire et secondaire se font par des vias verticaux réalisés dans une couche d'isolation. Dans le paragraphe suivant, nous décrivons quelques exemples de transformateurs empilés avec et sans matériau magnétique ainsi que le procédé de fabrication.

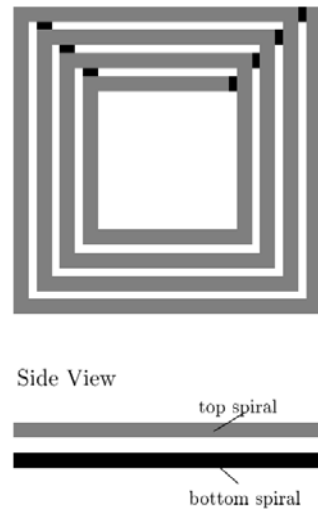


Fig.59 : Structure simple de transformateur à enroulements empilés d'après [SSMo99]

1.2.2 Transformateur Stack sans matériau magnétique

La structure Stack peut être plus complexe et ne se limite pas uniquement à deux niveaux de métal. Dans les travaux de *A.Zolfaghari et al. [ZoCR01]*, deux structures de transformateurs à enroulements empilés ont été présentées : 1-to-2 et 1-to-4.

Dans la structure 1-to-2, la structure est constituée d'un primaire réalisé sur le niveau de métal 4 et le secondaire réalisé sur deux niveaux de métal (3 et 5) par la mise en série de deux bobines (Fig.60 (a)). La deuxième structure 1-to-4 est constituée d'un primaire réalisé au niveau de métal 3 et d'un secondaire réalisé par la mise en série de 4 bobines sur les niveaux de métal 1, 2, 4 et 5 (Fig.60 (b)).

Les auteurs constatent un gain en tension de 1,8 à 2,4 GHz pour la structure 1-to-2 et de 3 à 1,5 GHz pour la structure 1-to-4.

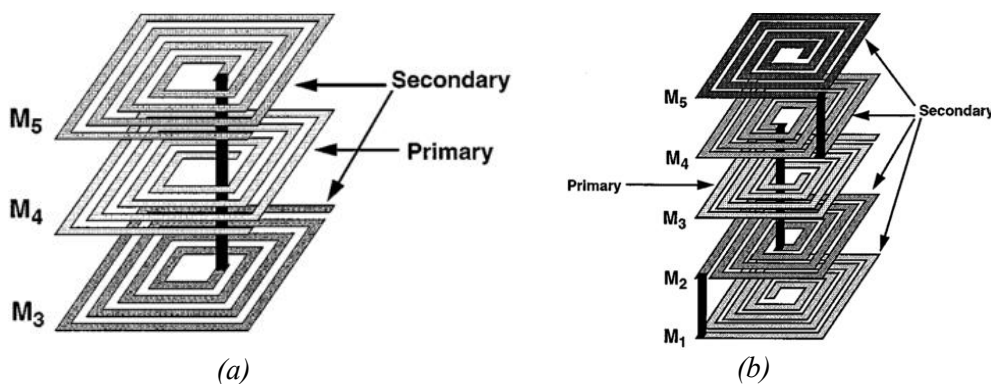


Fig.60 : (a) structure 1-to-2 (b) structure 1-to-4 [ZoCR01]

I.2.3 Transformateur Stack avec matériau magnétique

Ce type de transformateur avec matériau magnétique est généralement utilisé dans la gamme de fréquences allant jusqu'à quelques dizaines de MHz comme celui présenté par *Ningning Wang [WKJR12]*.

Le procédé de fabrication du transformateur est décrit dans la figure 61(a). Le noyau magnétique $\text{Ni}_{45}\text{Fe}_{55}$ et les conducteurs en cuivre sont déposés par un dépôt électrolytique. L'isolation entre les différents niveaux de métallisation est réalisée par une couche de BCB. Le résultat de la fabrication est donné figure 61(b).

La caractérisation de ce transformateur en circuit ouvert donne une inductance de 210 nH, une inductance de fuite de 7,3 nH à 20 MHz. Un gain en tension de -1 dB entre 10 MHz et 30 MHz est observé ce qui traduit un bon facteur de couplage selon les auteurs.

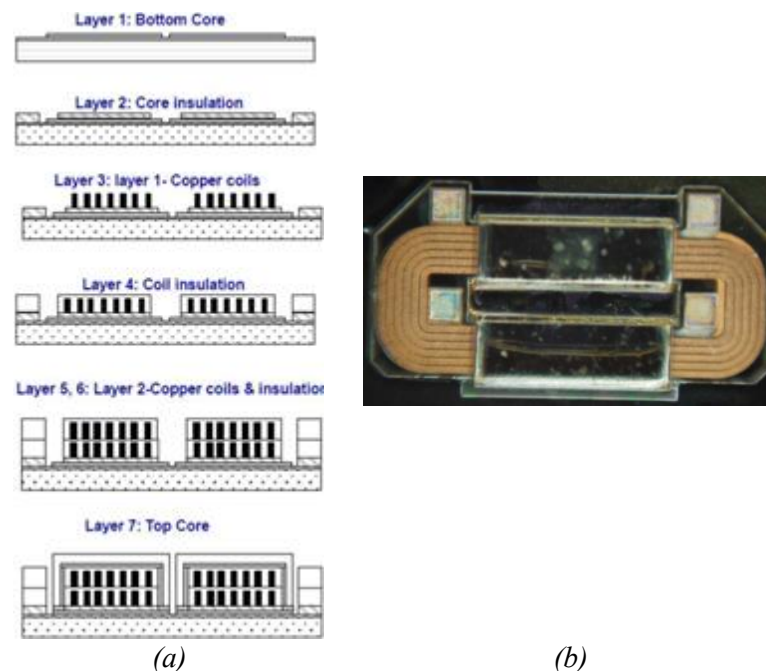


Fig. 61 : (a) Etape de fabrication (b) Photographie du transformateur réalisé d'après [WKJR12]

Dans [PaBu03], *Jae Y. Park* et *Jong U. Bu* présentent leur transformateur à enroulements empilés à double couche de matériau magnétique. Ce transformateur fabriqué suivant un procédé compatible CMOS (Fig.62), offre des caractéristiques intéressantes avec un facteur de couplage de 0,85, une inductance primaire et secondaire ~ 500 nH, une inductance mutuelle de ~ 350 nH et un gain de -5 dB entre 10MHz et 20 MHz.

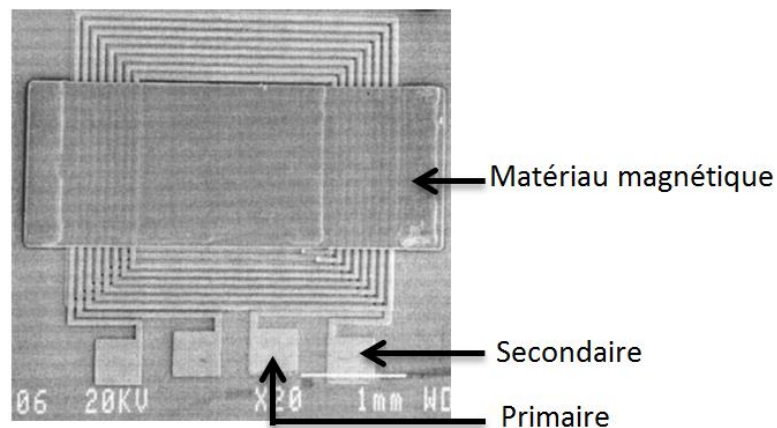


Fig.62 : Structure proposée par Jae Y. Park et Jong U. Bu [PaBu03]

1.2.4 Structure entrelacée à enroulements empilés

Cette structure entrelacée à enroulements empilés diffère de la structure classique par sa configuration. Dans la structure classique les enroulements primaire et secondaire sont réalisés sur deux niveaux de métal différents. Cependant, dans la structure entrelacée à enroulements empilés, les deux enroulements primaire et secondaire sont réalisés sur les deux niveaux de métal en même temps.

Une autre structure [YuYe08] réalisée sur deux niveaux de métal, se compose de deux bobinages primaire et secondaire entrelacés. Les bobinages primaire et secondaire du niveau inférieur sont reliés aux bobinages du niveau supérieur par des vias verticaux (Fig.63). Quatre topologies de structure Stack sont présentées dans ces travaux : sans chevauchement, avec un chevauchement parallèle, avec un chevauchement en croix et un chevauchement parallèle avec une grande largeur des conducteurs.

Pour une configuration à 3 tours primaire et 3 tours secondaire, une largeur de spires de 100 μm et un espace entre spires de 50 μm , les auteurs obtiennent un facteur de couplage de 0,97 jusqu'à quelques dizaines de MHz (~ 64 MHz), une inductance $L_{(DC)}$ de 29,3 nH et une résistance $R_{(DC)}$ de 25,9 Ω .

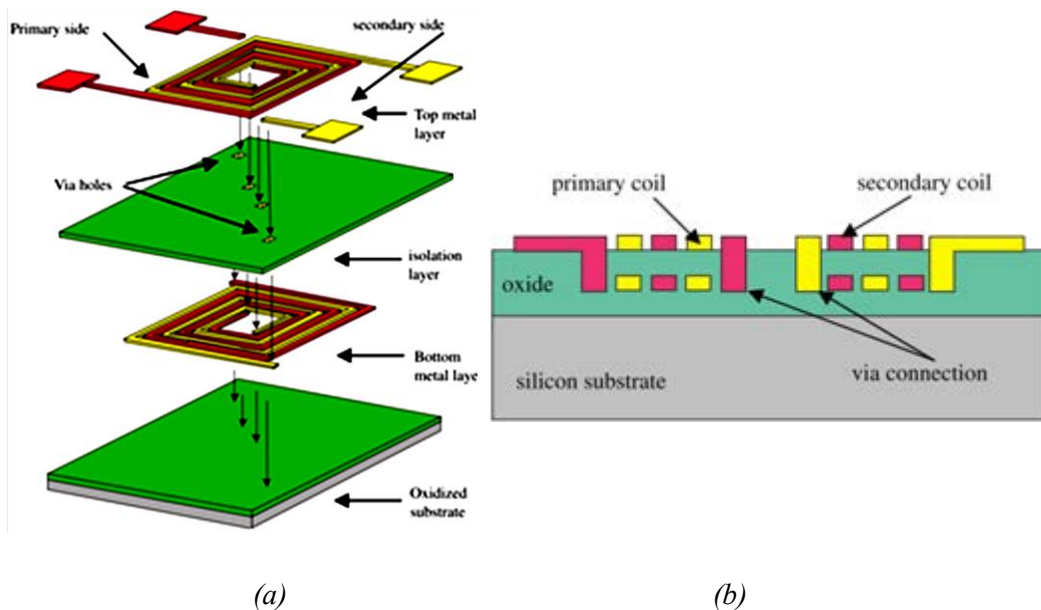


Fig.63 : Structure entrelacée à enroulements empilés [YuYe08]
 (a) vue éclatée 3D (b) vue de coupe

Cette structure fut également présentée par **Ch.D. Meyer et al.** (Fig.64) [MBMA10]. Le transformateur est destiné aux alimentations à découpage fonctionnant entre 100 MHz et 500 MHz. Le transformateur d'une surface de 1,5mm² est conçu de façon à avoir une inductance plus importante au secondaire pour obtenir un gain en tension.

La caractérisation de ce transformateur donne un facteur de couplage égal à 0,63 et une inductance au primaire de 46 nH et 500 nH au secondaire.

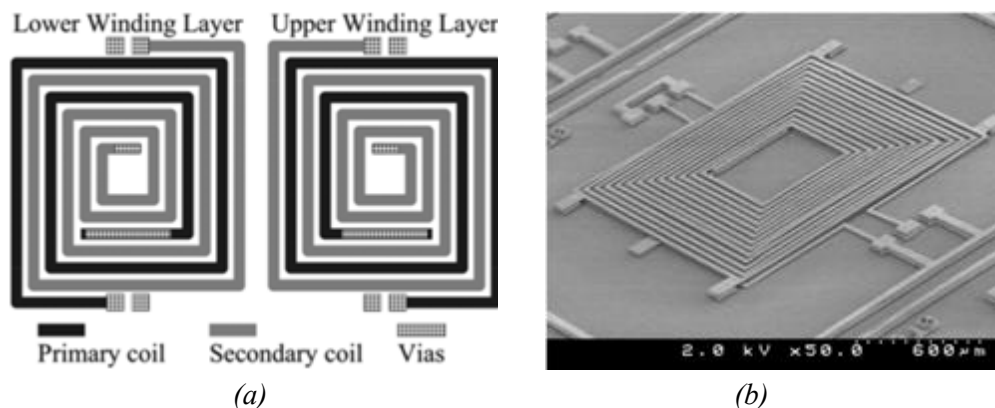


Fig.64 : (a) Représentation générale du transformateur (b) Image MEB du transformateur [MBMA10]

1.2.5 Conclusion sur la structure Stack

Contrairement à la structure entrelacée présentée dans le paragraphe précédent, la structure Stack est compliquée à réaliser voir très compliquée si on rajoute un noyau

magnétique. Vue la complexité de la réalisation, cette structure n'est utilisée que dans des applications nécessitant un très bon coefficient de couplage (k) et une très forte valeur d'inductance (L).

I.3 Structure Vis-A-Vis ou Face-To-Face

I.3.1 Présentation de la structure

Le transformateur à bobinage en vis-à-vis (ou Face-to-Face) est constitué de deux inductances correspondant au primaire et au secondaire du transformateur, chacune sur un substrat différent. Les deux inductances sont par la suite assemblées par des techniques de flip chip ou brasures afin de réaliser les contacts. Une couche d'isolation entre les deux inductances est obligatoire afin d'assurer le bon fonctionnement du transformateur.

L'utilisation du transformateur Face-To-Face est rare et on ne peut citer que quelques travaux utilisant cette configuration, pour les convertisseurs DC-DC [*Yama94*] [*YMYS97*] et pour les régulateurs à découpage [*YMHB90*]. Cette rareté vient des différentes difficultés technologiques pendant la réalisation. Cependant, le transformateur Face-To-Face présente des avantages similaires à ceux des transformateurs empilés, comme le très bon facteur de couplage (généralement $k > 0,9$), une inductance magnétisante élevée et une bonne tenue en tension. La différence entre le transformateur Face-To-Face et le transformateur empilé est le couplage capacitif entre primaire et secondaire. En effet, au contraire de l'empilé où les limitations technologiques ne permettent pas d'avoir des couches d'isolation épaisses, le face-to-face présente un faible couplage capacitif vu que la couche d'isolation peut être réalisée séparément et peut atteindre plusieurs dizaines de microns.

Un exemple de la structure Face-To-Face est donné dans les travaux de *E. Martincic* [*MFCD04*]. Le transformateur présenté est constitué de deux inductances constituant le primaire et le secondaire réalisées séparément puis assemblées en utilisant la technique de flip chip (Fig.65). Afin d'éviter la réalisation de vias, les auteurs ont dimensionné le secondaire plus petit que le primaire de façon à disposer des accès aux pads des bobinages.

La caractérisation du transformateur a donné un facteur de couplage de 0,71 jusqu'à 10 MHz. Ce facteur de couplage modéré reste relativement intéressant vu le chevauchement existant entre le primaire et le secondaire.

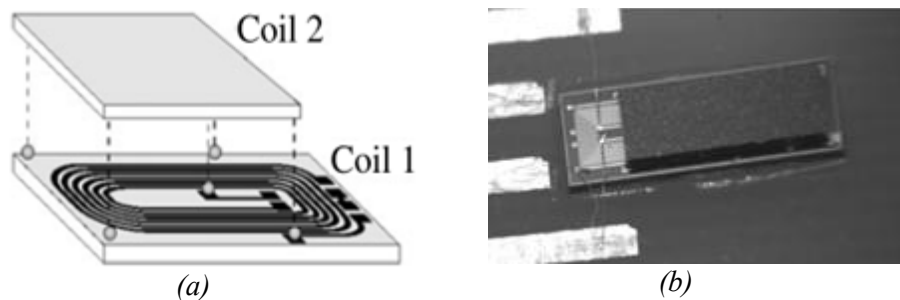


Fig.65 : (a) Schéma d'assemblage du transformateur
(b) Photographie du transformateur assemblé [MFCD04]

1.3.2 Conclusion sur la structure Face-To-Face

Cette structure est difficile à réaliser par rapport à la structure entrelacée mais moins difficile que la structure Stack. Cette difficulté se manifeste à l'étape d'assemblage des deux bobinages. Pour réaliser cet assemblage, un équipement spécial est nécessaire (flip chip... etc.). Par ailleurs, cette structure présente un très bon coefficient de couplage et une très bonne valeur d'inductance et répond au mieux comme on le verra plus loin à notre cahier des charges.

1.4 Structure 3D

1.4.1 Présentation de la structure

Dans cette dernière présentation des structures de transformateurs, on abordera une structure un peu particulière. Comme on le verra dans les exemples sur la structure de transformateur 3D, cette dernière peut être considérée comme une structure planaire ou non suivant la technologie de fabrication.

La fabrication de cette structure passe par la réalisation de deux niveaux de métal au minimum. Plusieurs techniques ont été développées dans la fabrication des structures 3D : la gravure du substrat en dessous du bobinage [LZOG02], la fabrication des bobinages sur du silicium poreux (OPS) [NaKw97] ou encore des techniques d'assemblage par déformation plastique magnétique (PDMA) [ZLTC03].

Dans le paragraphe suivant on donnera quelques exemples de structures 3D de transformateurs réalisés avec ou sans matériau magnétique ainsi que leurs principales caractéristiques.

I.4.2 Structure de transformateurs 3D sans matériau magnétique

Ce type de transformateur est principalement utilisé dans le domaine des très hautes fréquences de l'ordre du GHz.

Jae Y.Park et al. [PaEB02] ont fabriqué et caractérisé des transformateurs solénoïdaux et spiraux par la technique de gravure en surface. La fabrication passe par trois étapes : la première étape consiste en la réalisation du bobinage primaire par électrodéposition (Fig.66). La deuxième étape est la réalisation des vias horizontaux. Une couche de résine épaisse est déposée et recuite pour fournir un support aux vias. La dernière étape est la réalisation du bobinage secondaire au-dessus de la couche de résine. Le résultat de la fabrication est donné Figure 67.

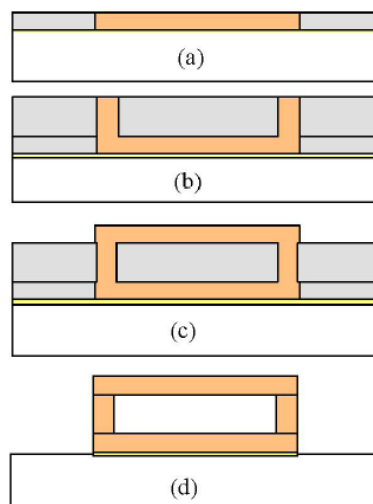
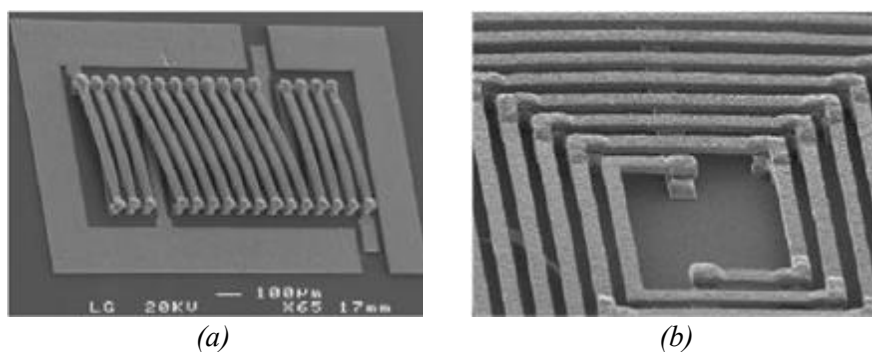


Fig.66 : Etapes de fabrication des transformateurs [PaEB02]



(a) (b)

Fig.67 : Images SEM de la fabrication

(a) Transformateurs hélicoïdal (b) Transformateur spiral

La caractérisation des transformateurs est réalisée à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux jusqu'à 40 GHz. De faibles pertes d'insertion ont été mesurées (0,6 dB) ce qui traduit un bon coefficient de couplage selon les auteurs. La large bande passante de ces dispositifs permet leur utilisation dans diverses applications.

CHAPITRE III : SIMULATION ET ETUDE DE STRUCTURES

D'autres structures non planaires encore plus compliquées nécessitent des techniques de fabrication plus avancées à l'exemple de la gravure en volume et le micro assemblage.

Dans les travaux de *Dae-Hee-Weon [WeMo07]*, une structure non planaire utilisant la technique de 'métal stress' a été développée (Fig.68). Cette inductance sans matériau magnétique est composée de deux spires sur un substrat SiO₂.

Les étapes de réalisation sont données figure 69 :

-a) A partir d'un substrat SiO₂ gravé par DRIE, une couche de diaphragme et de résine sont déposés.

-b) Avec un mélange de Cr/Au, les conducteurs de l'inductance sont réalisés. Cette couche est la couche 'built-in stressse'.

-c) Les spires de l'inductance sont ensuite réalisées par une technique dénommée 'métal stress' [WJKM04].

-d) A la fin, tout le substrat de SiO₂ est enlevé par une gravure TMAH et une électrodéposition d'au est réalisée afin d'améliorer la résistance des contacts métalliques et la rigidité de la structure.

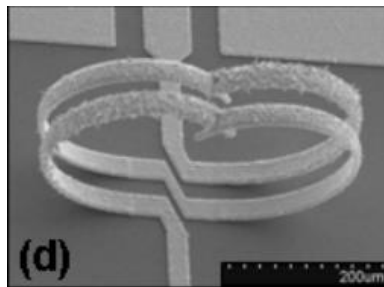


Fig.68 : Inductance 3D [WeMo07]

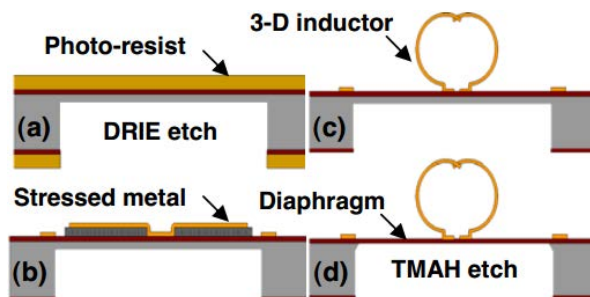


Fig.69 : Etapes de fabrication d'inductance 3D [WJKM04]

Par la même technique, l'auteur a réalisé un transformateur 3D [WJKM04] (Fig.70). Constitué de 4 tours au primaire et 3 tours au secondaire, ce transformateur présente un coefficient de couplage de 0,77 jusqu'à 5 GHz et une inductance de 3,51 nH.

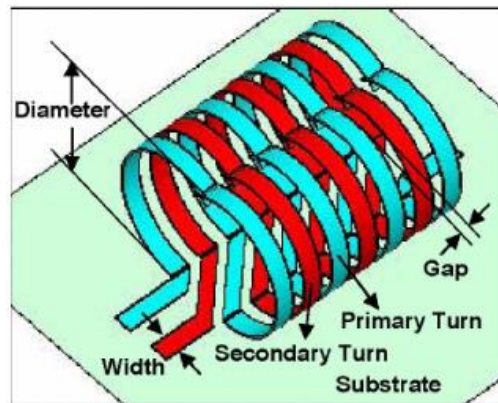


Fig.70 : Structure développée par *Dae-Hee-Weon et al.* [WJKM04]

La réalisation des transformateurs en 3D peut être encore plus complexe comme la structure donnée par *Nikolai Dechev et al.* [DeMC04] (Fig.71). Cette structure non caractérisée est donnée à titre d'exemple pour illustrer d'autres techniques de fabrication, ici l'auteur explique sa technique automatisée (robotique) de micro assemblage d'un transformateur fabriqué par la technologie MUMPs [DARB01]. La technique d'assemblage "Snap Lock Joints" illustrée figure 72, consiste à réaliser sur un substrat, la base de la spire tandis que la spire est réalisée séparément. Au final, l'enroulement est obtenu en assemblant les deux parties comme montré sur la figure 72.

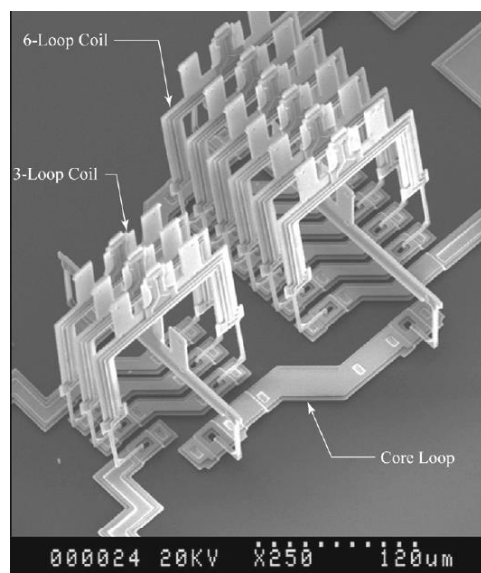


Fig.71 : Image SEM du transformateur micro assemblé [DeMC04]

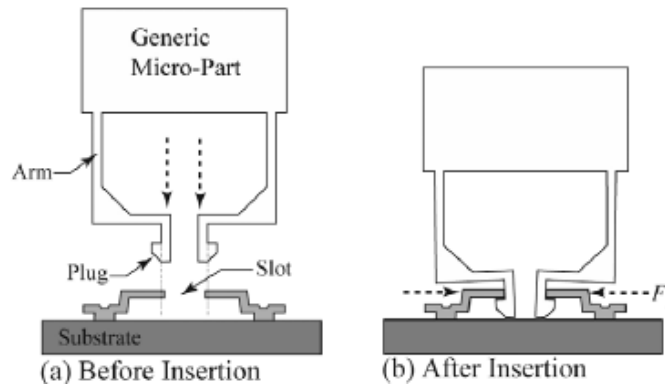


Fig.72 : Technique d'assemblage robotisé "Snap Lock Joint" [DeMC04]

I.4.3 Structure de transformateurs 3D avec matériau magnétique :

Ce type de transformateur 3D est souvent destiné aux applications de moyennes fréquences de l'ordre du MHz jusqu'à quelques dizaines de MHz. La fabrication se fait également par empilement de couches conductrices, magnétiques et dans certains cas de couches isolantes. Dans les quelques exemples trouvés dans la littérature, le matériau magnétique est soit déposé de façon sélective par électrodéposition soit par dépôt pleine plaque puis gravé.

Ming Xu [XLAH98] présente un transformateur pour des applications de puissance et signal fonctionnant jusqu'à 11 MHz. Les bobinages primaire et secondaire sont adjacents et réalisés autour du noyau magnétique électrodéposé $NiFe$ (80%/20%) afin d'améliorer le coefficient de couplage (Fig.73(a)). Les conducteurs supérieurs et inférieurs électrodéposés sont reliés entre eux par des vias afin de réaliser le bobinage autour du noyau laminé (Fig.73(b)).

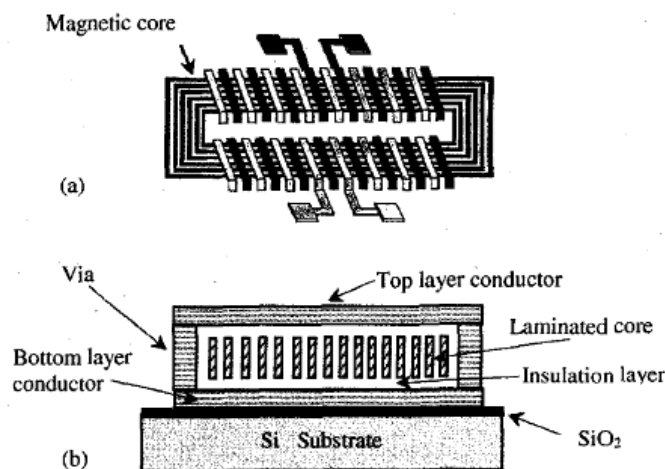


Fig.73 : Structure proposée par Ming Xu [XLAH98]
(a) vue de dessus (b) vue en coupe

CHAPITRE III : SIMULATION ET ETUDE DE STRUCTURES

Ce transformateur présente un coefficient de couplage important de l'ordre de 0,9 jusqu'à 5 MHz, un gain en tension de -4 dB dans la bande de fréquence 7 MHz – 11 MHz, une résistance de 1 Ω et une inductance de 0,8 μ H stable jusqu'à 1 MHz.

Un autre exemple de transformateur 3D avec matériau magnétique réalisé par des techniques de gravure sèche est proposé par *Masato Mino [MYTY92]* (Fig.74). Le noyau est un matériau magnétique amorphe CoZrRe autour duquel sont bobinés les enroulements primaire et secondaire. Le matériau magnétique est déposé par pulvérisation cathodique assisté par faisceaux d'ions (*Ion Beam Sputtering*) et gravé par faisceaux d'ions (*Argon Ion Beam*). Les conducteurs en cuivre sont également déposés par pulvérisation cathodique assisté par faisceau d'ions, mais gravés par des faisceaux d'ions Azote (*Nitrogen Ion Beam*) en utilisant un masque perforé (shadowmask).

D'une surface de 3x4 mm² et une épaisseur de 0,3 mm, il est destiné à l'utilisation dans des convertisseurs fonctionnant jusqu'à 32 MHz. Ce transformateur présente un coefficient de couplage de l'ordre de 0,5 dans la bande de fréquence 5 à 40 MHz. L'extraction des paramètres du transformateur mesurés donne une inductance primaire de 350 nH et une inductance secondaire de 40 nH.

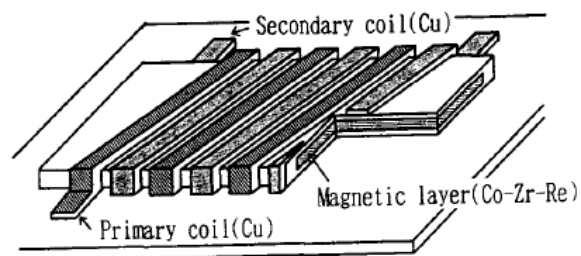


Fig.74 : Transformateur proposé par *Masato.M [MYTY92]*

I.4.4 Conclusion sur la structure 3D :

Parmi toutes les structures présentées, la structure 3D est la plus compliquée à réaliser. La nécessité de combiner plusieurs techniques de réalisation ainsi que la difficulté d'utiliser un noyau magnétique (en général les conducteurs sont enroulés autour du noyau magnétique) limite l'utilisation de cette structure. Cependant, cette structure présente une meilleure canalisation des lignes de champ et de ce fait une très grande valeur de l'inductance et de faibles fuites.

CHAPITRE III : SIMULATION ET ETUDE DE STRUCTURES

I.5 Bilan et choix de la structure du transformateur :

Après la présentation des différentes structures de transformateur existantes dans la littérature, on s'intéressera dans ce paragraphe au choix de la structure. Afin de bien définir la structure nous nous référons au cahier des charges du projet THOR. Ce cahier des charges est défini de façon un peu large :

- une inductance au primaire entre 1 μ H et 10 μ H,
- une capacité parasite entre primaire et secondaire entre 1pF et 10pF,
- un coefficient de couplage de 0,8 à 0,9,
- une fréquence de fonctionnement entre 2 et 20 MHz,
- une tenue en tension > 2 kV,
- une résistance des bobines de 1 Ω à 10 Ω ,
- une faible surface occupée.

Ces spécifications peu strictes ne constituent pas une difficulté pour le travail de cette thèse dont l'objectif principal n'est pas de répondre à un cahier des charges très précis mais de développer une approche technologique capable de s'adapter à diverses spécifications.

A la lumière de ces spécifications, le tableau 7 dresse une comparaison entre les différentes structures vis-à-vis du cahier des charges tout en prenant en compte les compétences et savoir-faire de notre laboratoire :

Structure/ Critères de choix	Entrelacée	Empilée	3D	Face-to-face
Coefficient de couplage	Moyen , nécessitant un espace très faible entre primaire et secondaire	Grand , pour distance entre métal 1 et métal 2 faible (10-20 μ m)	Grand	Grand , pour un espacement entre primaire et secondaire faible (10-20 μ m)
Inductance magnétisante	Grande avec conditions : Espace entre primaire et secondaire faible et utilisation d'une couche d'épaisseur moyenne du matériau magnétique (150-200 μ m)	Grande ou très grande selon l'épaisseur de l'isolant entre primaire et secondaire	Grande	Très grande pour une faible épaisseur d'isolant
Capacité inter bobinage	Grande (due à l'espacement faible entre primaire et secondaire)	Faible	Dépend fortement de la topologie des bobinages et de la permittivité du matériau magnétique	Faible

CHAPITRE III : SIMULATION ET ETUDE DE STRUCTURES

Surface occupée	Grande (les deux enroulements sont sur le même plan)	Faible	Moyenne	Faible
Techno de fabrication	Facile	Difficile (car présence de vias verticaux)	Difficile - Très difficile (car présence de vias verticaux)	Difficile (Assemblage difficile)

Tab.7 : Bilan sur les structures de transformateurs.

Suivant le cahier des charges et la comparaison du Tab.7, on peut écarter la structure 3D. Cette dernière occupe une surface moyenne (voir grande) et présente surtout une difficulté technologique importante.

La structure Stack ou empilée est aussi à écarter. En effet, la fabrication technologique de la structure Stack nécessite la réalisation de vias verticaux de plusieurs dizaines de microns. De plus, cette structure peut conduire à de grands entrefers (empilement de plusieurs bobines), elle est donc peu intéressante dans le cas d'utilisation d'un matériau magnétique.

Au final, les deux structures retenues sont :

La structure entrelacée : malgré sa surface importante qui ne répond pas parfaitement au cahier des charges, elle présente un coefficient de couplage acceptable ainsi qu'une facilité de réalisation technologique. Cette structure servira également pour la validation du modèle et constituera un point de comparaison avec la structure Face-to-Face.

La structure Face-to-face : parmi toutes les structures présentées précédemment, cette structure est celle qui répond le mieux au cahier des charges. En effet, cette structure présente un bon coefficient de couplage, une faible surface occupée, une faible capacité inter bobinage et une grande inductance magnétisante. Technologiquement, cette structure est relativement difficile à réaliser mais reste plus abordable par rapport à la structure stack dans la mesure où on aura besoin de réaliser des "Air Bridge" (vias horizontaux) et non verticaux.

Après avoir défini les deux structures à étudier, l'étape suivante consiste à modéliser et dimensionner ces deux structures. Pour cela, un modèle sera proposé et un outil de simulation électromagnétique sera présenté.

II. SIMULATION ET DIMENSIONNEMENT DE LA STRUCTURE DU TRANSFORMATEUR

Dans cette deuxième partie du chapitre nous allons étudier le comportement fréquentiel de la structure Face-To-Face choisie. Cette démarche nous permettra à l'aide d'un logiciel de simulation de pré-dimensionner le transformateur et d'étudier son comportement en fonction de la fréquence. Le logiciel utilisé dans cette étude est HFSS que nous présentons dans le paragraphe suivant.

II.1 Outil de conception et simulation

Le logiciel de simulation utilisé au laboratoire LT2C est le logiciel développé par ANSYS appelé HFSS (**H**igh **F**requency **S**tructure **S**imulator) [*HFSS13*]. A l'aide de cet outil de simulation 3D, on peut calculer et visualiser les champs électromagnétiques 3D ainsi que différents paramètres (Paramètres S, Admittance Y, Impédance Z). Le logiciel HFSS utilise la méthode de calcul par éléments finis dont nous présentons le principe ci-dessous.

II.1.1 Principe de la méthode des éléments finis

La méthode des éléments finis (MEF ou FEM) est un outil d'aide à la simulation numérique. Basée sur la discrétisation du problème en le décomposant en un grand nombre d'éléments appelés sous-domaines, cette opération est appelée maillage. Ces sous-domaines de forme géométrique simple peuvent être des triangles pour des structures 2D ou dans notre cas d'une structure 3D des tétraèdres. La démarche à suivre pour la réalisation d'une simulation en utilisant la méthode des éléments finis peut être synthétisée comme suit:

- dessin de la structure, affectation des matériaux et leurs propriétés,
- discrétisation du domaine en sous domaines ; maillage (Fig.75),
- définition des conditions aux limites,
- résolution du système d'équations.

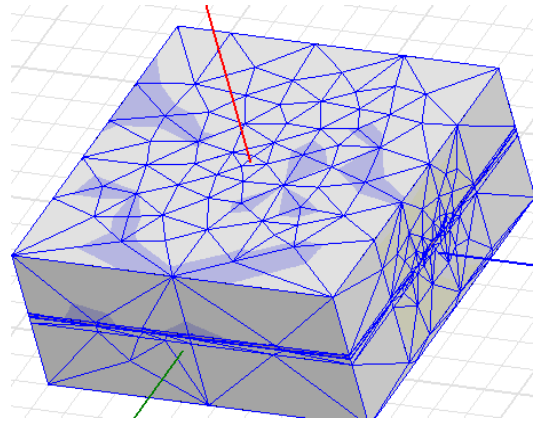


Fig.75 : Maillage d'une structure sous HFSS.

Après cette brève introduction sur la méthode des éléments finis, on s'intéressera maintenant aux paramètres du logiciel HFSS et aux conditions de simulation.

II.1.2 Paramètres de simulation HFSS

Afin d'obtenir un maillage optimal de notre structure (transformateur) à l'aide du logiciel HFSS, plusieurs paramètres sont à ajuster. Ces paramètres sont :

- Le critère de convergence ΔS_{max} .
- Le nombre d'itérations maximum.
- La fréquence de maillage.
- Le taux d'augmentation du nombre de mailles à chaque passe (refinement).

II.1.2.1 Le critère de convergence ΔS_{max}

Le logiciel HFSS calcule initialement les paramètres S de la structure. Entre deux étapes (2 passes) successives, le logiciel calcul la différence ΔS entre les paramètres S calculés à l'étape (n+1) et S calculés à (n) :

- si cette différence est trop importante (supérieure au critère de convergence ΔS_{max} valeur maximale acceptée), le nombre de tétraèdres est augmenté,
- si cette différence est inférieure à ΔS_{max} , le processus de maillage est alors arrêté.

Le paramètre ΔS_{max} est généralement choisi le plus petit possible de l'ordre de $\Delta S_{max} = 10^{-4}$ afin d'avoir une convergence qui conduit à un résultat précis et reproductible. Cependant, cette valeur peut entraîner des temps de calcul très longs ainsi que nécessiter des ressources informatiques considérables, un compromis est donc à trouver.

II.1.2.2 Le nombre d'itérations maximum

Le nombre d'itération maximum définit le nombre de passes qu'effectue l'opération de maillage avant de l'arrêter. Une fois ce nombre atteint, le maillage s'arrête même si le critère de convergence ΔS_{max} n'est pas vérifié.

II.1.2.3 Fréquence de maillage

Le maillage de la structure se fait à une fréquence donnée appelée fréquence de maillage. Cette fréquence est adaptée suivant la bande spectrale étudiée et fixée par l'utilisateur. Généralement cette fréquence est fixée au milieu de la bande d'étude.

II.1.2.4 Augmentation du nombre de mailles (exprimé en %)

Par défaut, cette valeur est fixée à 20% dans le simulateur. Cependant il est vivement conseillé de réduire cette valeur à quelques % (ex : 3-4%). En effet, cette valeur représente le nombre de tétraèdres à rajouter après chaque non validation du critère de convergence ΔS_{max} ce qui entrainera une augmentation du nombre de tétraèdres, des temps de calcul et des besoins en ressource informatique.

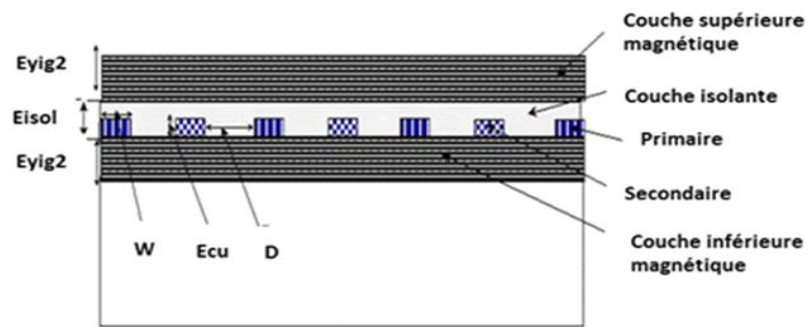
Après cette présentation des différents paramètres utilisés pas le logiciel HFSS, on passera à l'étape du design et de la simulation de la structure.

II.2 Design de la structure du transformateur

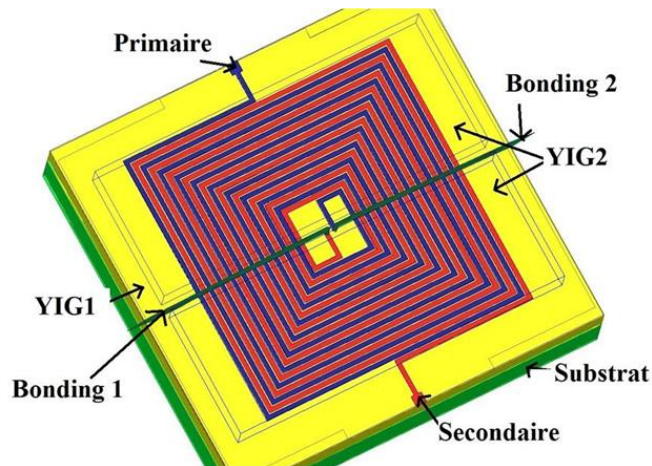
Deux structures ont été retenues (*cf. II.2*) : la structure entrelacée et la structure Face-to-Face. Dans ce paragraphe on donnera le design réalisé à l'aide du logiciel HFSS.

II.2.1 Structure entrelacée

Cette structure entrelacée est constituée de deux enroulements primaire et secondaire avec une ou deux couches de matériau magnétique (Fig.76(a)). Les plots centraux sont reliés aux plans de masse classiquement par des bondings. Dans le cas du transformateur double couche, l'utilisation d'*Air Bridge* est nécessaire pour assurer les connexions (Fig.76(b)).



(a)

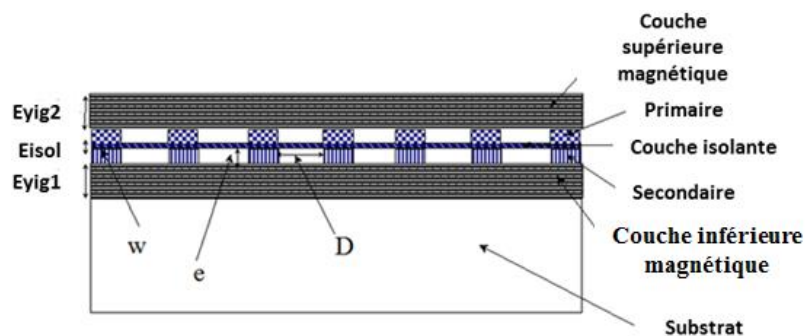


(b)

Fig.76 : Design de la structure entrelacée sous HFSS
(a) Vue en coupe (b) Vue 3D

II.2.2 Structure Face-To-Face

Notre structure Face-To-Face est composée de deux inductances mise en regard et séparées par une couche d'isolant déposée entre les deux bobinages (Fig.77(a)). Dans cette configuration et contrairement à la structure entrelacée, l'utilisation de bondings est impossible et la réalisation d'*Air Bridge* est indispensable (Fig.77(b)).



(a)

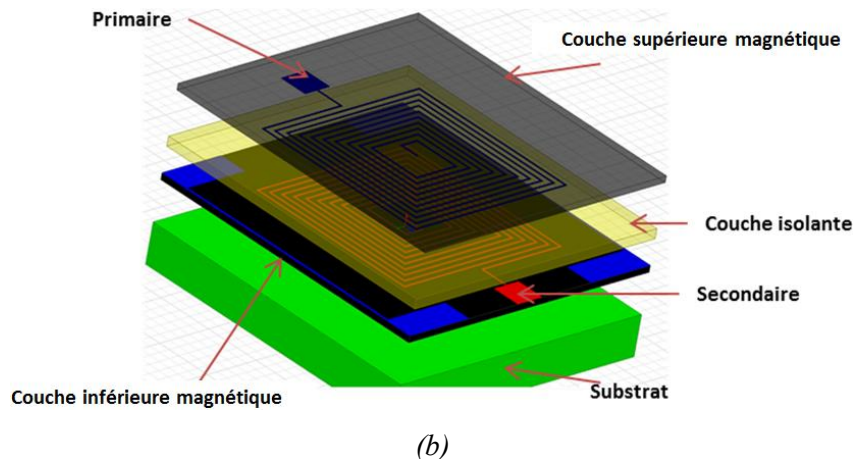


Fig.77 : Design de la structure Face-To-Face
(a) Vue en coupe (b) Vue 3D.

Après la présentation du design nous précisons les paramètres définis précédemment et que nous avons utilisés lors de la simulation. A noter que certains de ces paramètres peuvent varier d'une structure à une autre ainsi que suivant les ressources informatiques disponibles :

- le critère de convergence $\Delta S_{max} : 10^{-4}$,
- le nombre d'itération maximum : 50,
- la fréquence de maillage : 100 MHz,
- le taux d'augmentation de tétraèdres maximum par passage : 3%.

A la fin de l'étape de simulation, HFSS fournit les paramètres de dispersion S_{ij} , les admittances Y_{ij} et les impédances Z_{ij} .

Afin de pouvoir calculer les différentes caractéristiques du transformateur (coefficient de couplage, inductance magnétisante, capacité entre bobinage etc...) un modèle est nécessaire pour l'extraction à partir des paramètres S_{ij} , Y_{ij} et Z_{ij} donnés par HFSS.

II.3 Modèle choisi du transformateur

Dans ce paragraphe nous présentons le modèle choisi pour notre transformateur. Ce modèle défini et optimisé en fonction du cahier des charges ne sera pas présenté de façon détaillée puisqu'il a fait l'objet d'une autre thèse au sein du laboratoire LT2C [KhYo13]. Deux modèles sont proposés : un modèle basse fréquence et un modèle haute fréquence.

II.3.1 Modèle basse fréquence

Le modèle basse fréquence (Fig.78) prend en compte la présence du matériau magnétique représenté par l'inductance magnétisante L_F , les pertes dans le matériau magnétique R_F , les pertes par effet de peau et effet de proximité dans les conducteurs représentées par r_1 et r_2 ainsi que les fuites magnétiques au primaire et secondaire représentées par l_1 et l_2 . Ce modèle basse fréquence ne prend pas en compte les couplages capacitifs entre spires et entre bobinages. Les éléments du modèle sont indépendants de la fréquence.

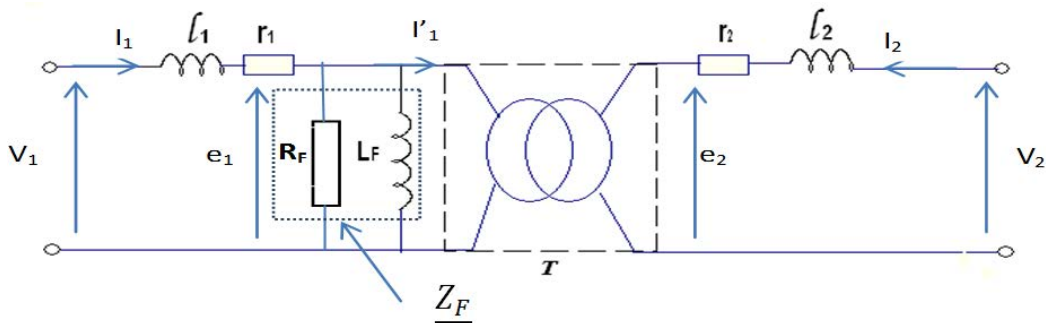


Fig.78 : Modèle basse fréquence choisie

A partir de ce modèle et à l'aide des paramètres Z_{ij} obtenus par simulation sous HFSS ou par mesure à l'analyseur vectoriel de réseau, on peut extraire les caractéristiques du transformateur, le détail du calcul est donnée en *annexe 1*.

$$L_F = \frac{|Z^2|}{\omega * m(Z_{21})}$$

$$l_1 = \frac{m(Z_{11}) - m(Z_{21})}{\omega}$$

$$l_2 = \frac{m(Z_{22}) - m(Z_{21})}{\omega}$$

$$r_1 = e(Z_{11}) - e(Z_{12})$$

$$r_2 = e(Z_{22}) - e(Z_{12})$$

$$R_F = \frac{|Z^2|}{e(Z_{21})}$$

$$k = \frac{Im(Z_{12})}{\sqrt{Im(Z_{11})Im(Z_{22})}}$$

$$\omega = 2\pi f$$

II.3.2 Modèle haute fréquence

Le modèle haute fréquence présenté figure 79 est plus complet dans la mesure où il prend en compte les couplages capacitifs entre spires C_1 , C_2 et entre bobinages C_{12} . Les éléments du modèle HF (exceptées les capacités) sont alors fonction de la fréquence.

Dans ces conditions, il n'est plus possible d'extraire les lois de variation de ces éléments à partir des paramètres Z_{ij} , les équations étant non linéaires. Un programme sous Matlab, permettant d'extraire l'évolution de ces grandeurs en fonction de la fréquence a été développé [KhYo14].

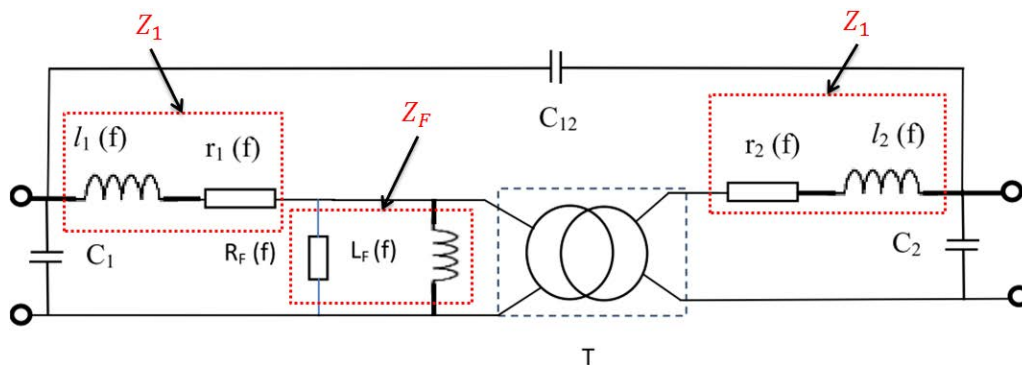


Fig.79 : Modèle HF du transformateur

II.4 Dimensionnement du transformateur

Dans cette partie du chapitre, nous présentons le dimensionnement du transformateur Face-to-Face. Cette étape de dimensionnement permet, en fonction du cahier des charges de déterminer le nombre de spires nécessaire, et de préciser les dimensions géométriques de l'ensemble des éléments.

- épaisseur, largeur des conducteurs.
- distance entre spires.
- épaisseur du matériau magnétique.
- épaisseur de l'isolant.

Pour réaliser le dimensionnement on se basera sur les quatre paramètres suivants :

II.4.1 Inductance magnétisante

Cette inductance permet de déterminer l'amplitude maximale du courant primaire ($I_{pmax} = \frac{E}{L} t_{on}$). Ce courant primaire maximal, pour des contraintes technologiques, ne doit pas dépasser une certaine valeur. Pour limiter ce courant il faut obtenir une inductance magnétisante élevée, pour cela il faudra trouver un compromis entre les paramètres suivant :

le nombre de spires, l'épaisseur ou la perméabilité relative du matériau magnétique, la surface occupée et la faisabilité technologique.

II.4.2 Résistance des enroulements

Ce paramètre traduit les pertes Joule dans les conducteurs du transformateur. Pour répondre au cahier des charges, il faut agir sur le dimensionnement des conducteurs : épaisseur, largeur, le matériau étant déjà choisi (cuivre).

II.4.3 Couplage capacitif entre bobinages

La maîtrise de ce paramètre est aussi importante que l'inductance magnétisante. En effet, le courant traversant le transformateur peut être non seulement d'origine magnétique mais aussi d'origine capacitive par le biais de la capacité inter bobinage. Le passage de ce courant peut entraîner un déclenchement inopportun des interrupteurs placés au secondaire du transformateur. Pour contrôler cette capacité, il faut agir principalement sur l'épaisseur et la permittivité de l'isolant entre les deux bobinages (primaire et secondaire).

II.4.4 Coefficient de couplage

Pour des contraintes technologiques, la tension qui assure la commutation des interrupteurs électroniques (JFET), par exemple placé au secondaire, doit être nulle pour bloquer l'interrupteur et de +15 V pour faire commuter. Afin de répondre au cahier des charges et notamment une faible surface occupée par le composant, il faut avoir un bon coefficient de couplage pour assurer le transfert du signal. En effet, un faible coefficient de couplage nous conduirait à augmenter le nombre de spires secondaire pour obtenir un niveau de tension suffisant.

Après cette brève présentation des principaux paramètres de notre cahier des charges, nous passons maintenant à l'étape de dimensionnement en utilisant le logiciel HFSS.

Le travail de dimensionnement va consister à étudier l'influence des principaux paramètres physiques et géométriques sur les quatre principaux éléments du modèle (L_F , r , k , c).

II.5 Dimensionnement du transformateur Face-To-Face

Le design du transformateur Face-To-Face donné dans la figure 21 est constitué de deux bobinages primaire et secondaire et une couche isolante entre les deux bobinages.

Dans ce travail, nous allons étudier l'influence des différentes grandeurs (géométriques, électriques et magnétiques) sur les paramètres du cahier des charges. Pour cela les paramètres suivants seront explorés :

- Inductance magnétisante L_F

Les principaux paramètres qui définissent la valeur de l'inductance magnétisante L_F seront analysés :

- Influence de l'épaisseur de l'isolant.
- Influence de la perméabilité.
- Influence des épaisseurs du matériau magnétique.
- Nombre de spires : l'influence du nombre de spires sur l'évolution de l'inductance magnétisante ne sera pas traitée, elle est facilement prédite par la relation de *Wheeler [SSMo99]*.

- Résistance des enroulements

Seuls les deux paramètres suivants entrent dans l'étude de la résistance des enroulements :

- Influence de l'épaisseur des conducteurs.
- Influence de la largeur des pistes.

- Capacité entre enroulements

Pour étudier la capacité entre enroulements, deux paramètres seront analysés :

- Influence de l'épaisseur de l'isolant
- Influence de la permittivité.

- Coefficient de couplage

Principalement, les deux paramètres qui influent sur le coefficient de couplage sont :

- Epaisseur de l'isolant.
- Epaisseur des couches de matériau magnétique.

II.5.1 Inductance magnétisante

II.5.1.1 Influence de l'épaisseur de l'isolant

En faisant varier l'épaisseur de l'isolant de 10 à 300 μm nous observons son influence sur l'inductance magnétisante. Cette épaisseur est imposée par la tenue en tension $> 2\text{kV}$. En utilisant un isolant de rigidité diélectrique de 110 $\text{V}/\mu\text{m}$ (Su-8), une épaisseur minimale de 20 μm est nécessaire pour assurer cette tenue en tension. Les valeurs de l'inductance magnétisante sont relevées à 10 MHz (figure 80).

CHAPITRE III : SIMULATION ET ETUDE DE STRUCTURES

En première approximation dans le cas d'un circuit magnétique avec un entrefer, on a :

$$L_F = \frac{n^2}{\mathfrak{R}} \quad (1)$$

n : Nombre de spires

\mathfrak{R} : Réductance

$$\mathfrak{R} = \mathfrak{R}_F + \mathfrak{R}_{\text{entrefer}}$$

$$L_F = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_F + \mathfrak{R}_{\text{entrefer}}} \quad (2)$$

Pour un grand entrefer :

$$\mathfrak{R}_{\text{entrefer}} \gg \mathfrak{R}_F$$

Et :

$$L_F \approx \frac{n^2}{\mathfrak{R}_{\text{entrefer}}} \approx \frac{n^2}{l} S \mu_0 \mu_r \quad (3)$$

Où :

\mathfrak{R}_F : Réductance du circuit magnétique

$\mathfrak{R}_{\text{entrefer}}$: Réductance de l'entrefer

l : Largeur d'entrefer (épaisseur de l'isolant)

μ_0 : Perméabilité de l'air

μ_r : Perméabilité du matériau magnétique

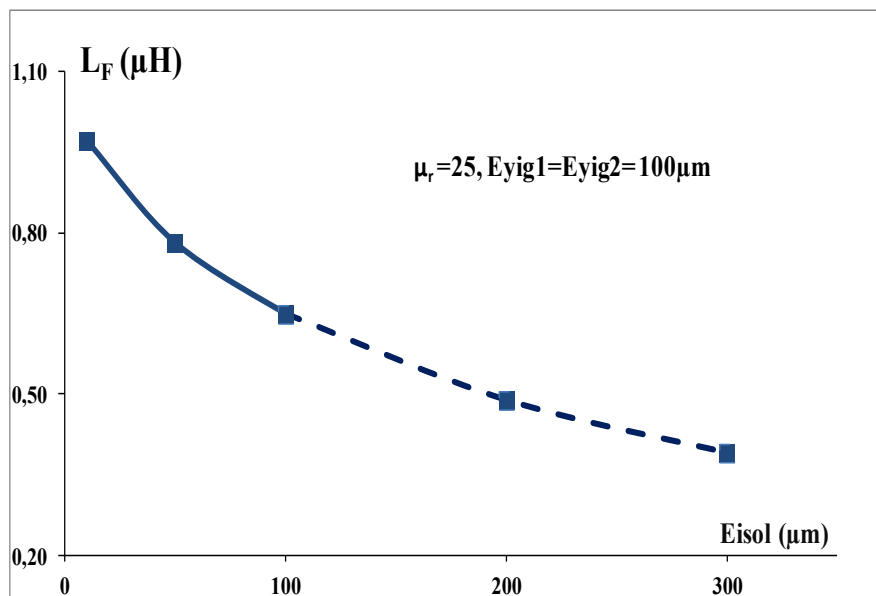


Fig.80 : nfluence de l'épaisseur de l'isolant

*L'étude a été conduite jusqu'à 300 μm mais peu d'intérêt à partir de 100 μm

On observe que l'inductance magnétisante diminue de façon hyperbolique avec l'augmentation de l'épaisseur de l'isolant. En éloignant les deux bobinages, les lignes de champ sont moins canalisées provoquant une diminution du flux et ainsi une diminution de l'inductance magnétisante. Cette allure est en concordance avec la relation (3).

II.5.1.2 *Influence de la perméabilité relative*

Pour observer l'influence de la perméabilité relative du matériau magnétique μ_r , nous avons fait varier la perméabilité de 1 à 500. Pour ces valeurs, une épaisseur d'isolant de 100 μm avec deux couches de matériau magnétique de 100 μm ($E_{YIG1} = E_{YIG2}$) a été choisie, la valeur de l'inductance relevée à 10 MHz est représentée sur la figure 30.

A partir de la figure 81, on constate que l'inductance magnétisante augmente avec l'augmentation de la perméabilité ce qui s'explique par la bonne canalisation des lignes de champ et la diminution de la réluctance du circuit. A noter aussi qu'à partir d'une certaine valeur de la perméabilité ($\mu_r > 200$) l'inductance magnétisante est presque constante, cela s'explique par le fait que la quasi-totalité des lignes de champ sont bien canalisées.

Cette allure peut être prédite par la relation (2) : $L_F = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_F + \mathfrak{R}_{entrefer}}$ où :

$$\mathfrak{R}_F = \frac{l}{S\mu_0\mu_r} \quad (4)$$

et

$$\mathfrak{R}_{entrefer} = Cst$$

A partir de ces équations, quand la perméabilité du matériau magnétique augmente la réluctance \mathfrak{R}_F diminue et donc L_F augmente. Cette valeur de L_F tend vers une valeur

limite $L_F = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_{entrefer}}$.

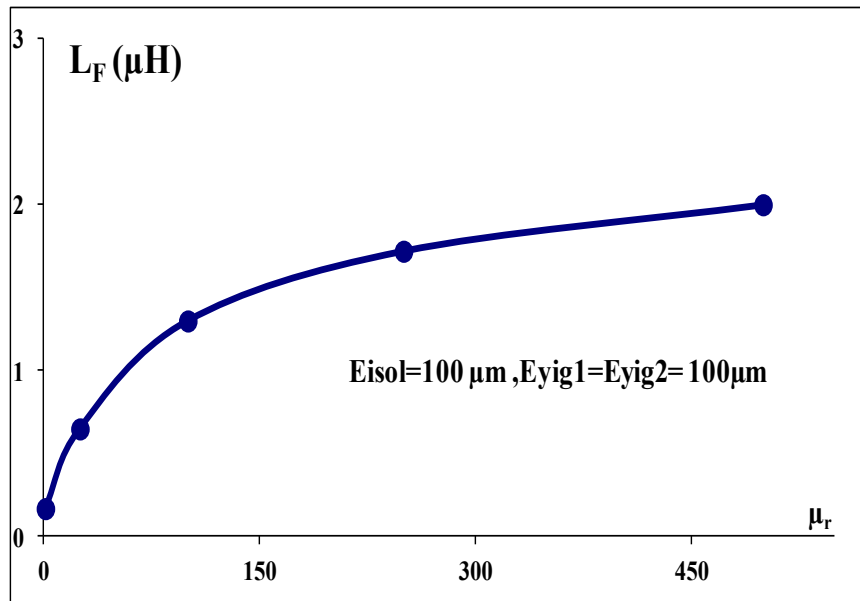


Fig.81: Influence de la perméabilité du matériau magnétique μ_r à 10 MHz.

II.5.1.3 Influence des épaisseurs des couches de matériau magnétique

Afin d'étudier l'influence de l'épaisseur des couches magnétiques, nous avons fait varier l'épaisseur des couches de 10 à 1000 μm (avec $\mu_r=25$). Ainsi, nous traçons l'évolution de l'inductance magnétisante en fonction de l'épaisseur des couches de matériau magnétique pour différentes valeurs de l'épaisseur de l'isolant (10, 50 et 100 μm).

Sur la figure 82 on constate que l'inductance magnétisante augmente avec l'épaisseur des couches de matériau magnétique. Ce résultat s'explique par la bonne canalisation des lignes de champ dans le matériau magnétique. En effet, quand l'épaisseur du matériau magnétique augmente la réluctance \mathfrak{R}_F diminue et L augmente et tend vers une valeur limite.

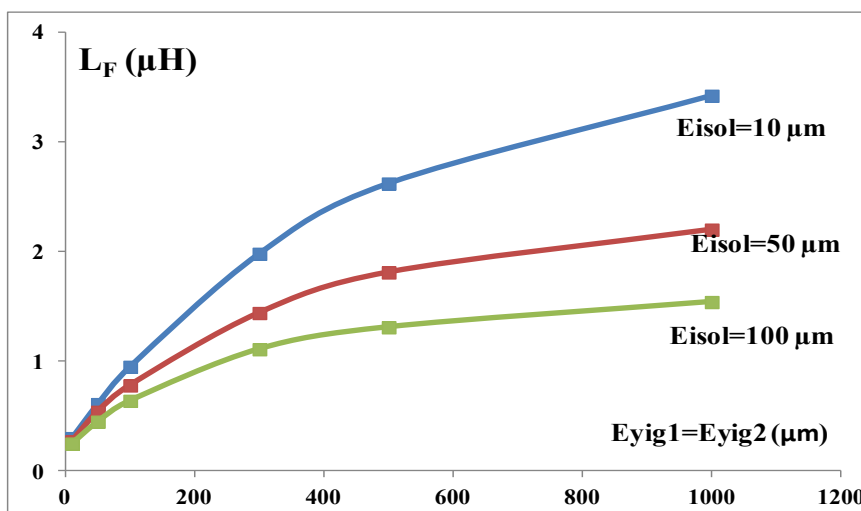


Fig.82 : nfluence de l'épaisseur des couches de matériau magnétique

II.5.2 Résistance des enroulements

Les paramètres étudiés pour observer le comportement de la résistance des enroulements sont

- Epaisseurs des conducteurs (E_{cu}).
- Largeur des pistes (W).

Deux équations sont généralement utilisées dans le calcul de la résistance. En basse fréquence la relation (6) est utilisée :

$$R_{DC} = \frac{\rho}{S} l \quad (6)$$

$$S = E_{cu} \times W$$

E_{cu} : Épaisseur du cuivre.

W : Largeur des pistes.

En haute fréquence les effets de peau et de proximité se manifestent et la relation (6) n'est plus valable. L'estimation des effets de peau est relativement compliquée, cependant **Sunderarajan [SSMo99]** établit une relation qui prend en compte les effets de peau :

$$R = \frac{\rho \times l}{\delta \times W \times (1 - e^{-\frac{t}{\delta}})} \quad (7)$$

Avec :

ρ : Résistivité du cuivre.

W : Largeur des conducteurs

l : Longueur de la spirale.

δ : Profondeur de peau.

t : Epaisseur du conducteur.

II.5.2.1 Influence de l'épaisseur des conducteurs (E_{cu})

Pour observer l'influence de l'épaisseur des conducteurs, nous avons fait varier cette dernière de 5 à 50 μm et nous avons relevé la résistance à 10 MHz et 100 MHz. Pour mettre en évidence les effets de peau et de proximité nous traçons également la résistance en continue (R_{DC}) pour effectuer une comparaison.

On observe (Fig.83 courbes R_{1-10} et R_{DC}) qu'en basse fréquence en dessous de 10 MHz la résistance diminue de façon hyperbolique avec l'augmentation de l'épaisseur des conducteurs en cohérence avec la relation (1). A 10 MHz, la profondeur de peau est de $\delta = 21 \mu\text{m}$. Les effets de peau et de proximité sont donc négligeables. Les courbes R_{1-10} et R_{DC} sont superposées. A cette fréquence on a :

$$\delta (\mu m) = \frac{66}{\sqrt{f(MHz)}} = 21\mu m \quad (8)$$

A 100 MHz, la profondeur de peau est de $\delta = 6,6 \mu m$. La résistance est beaucoup plus élevée qu'en basse fréquence à cause des effets de peau et de proximité.

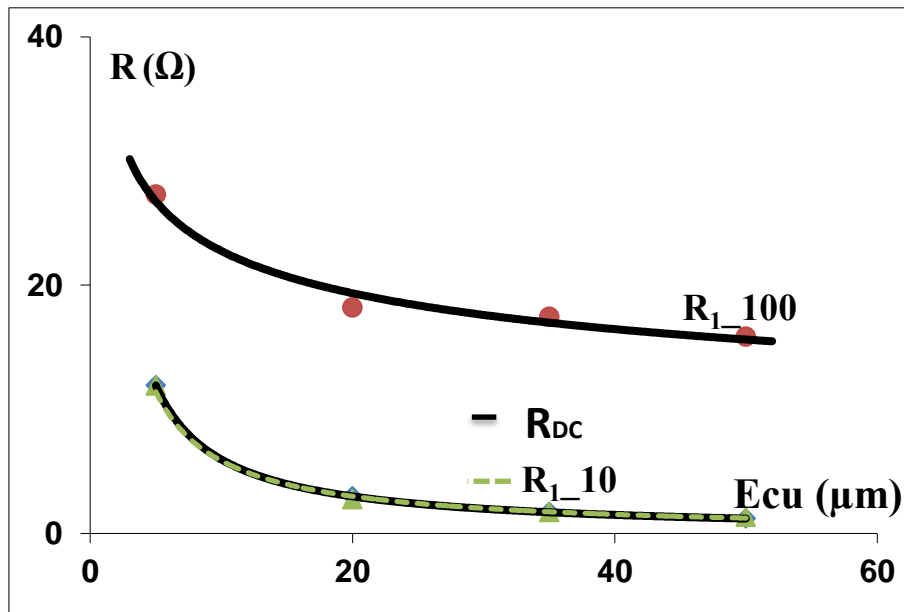


Fig.83 : influence de l'épaisseur des conducteurs sur la résistance

*R1_10 : Résistance à 10 MHz.

*R1_100 : Résistance à 100 MHz.

II.5.2.2 Influence de la largeur des pistes

L'influence de la largeur des pistes est observée pour des épaisseurs variant de 5 à 125 μm . Sur la figure 84, nous avons tracé la variation de la résistance en fonction de la largeur des pistes à 10 MHz et 100 MHz.

De même, on observe une diminution de la résistance au fur et à mesure qu'on augmente la largeur des pistes pour des fréquences DC et 10 MHz. Cette diminution est en concordance avec la relation (6).

Cependant, pour des fréquences élevées (100 MHz) on observe :

- pour de faibles largeurs (inférieures à 20 μm) on observe que la valeur de la résistance 100 MHz est presque égale à la résistance DC,
- pour des largeurs plus grandes, la résistance 100 MHz est beaucoup plus grande à cause des pertes par effets de peau et de proximité. En effet pour des fréquences de

100 MHz, les effets de peau et de proximité se font sentir dès que les dimensions du conducteur sont supérieures à la profondeur $\delta = 6.6 \mu\text{m}$.

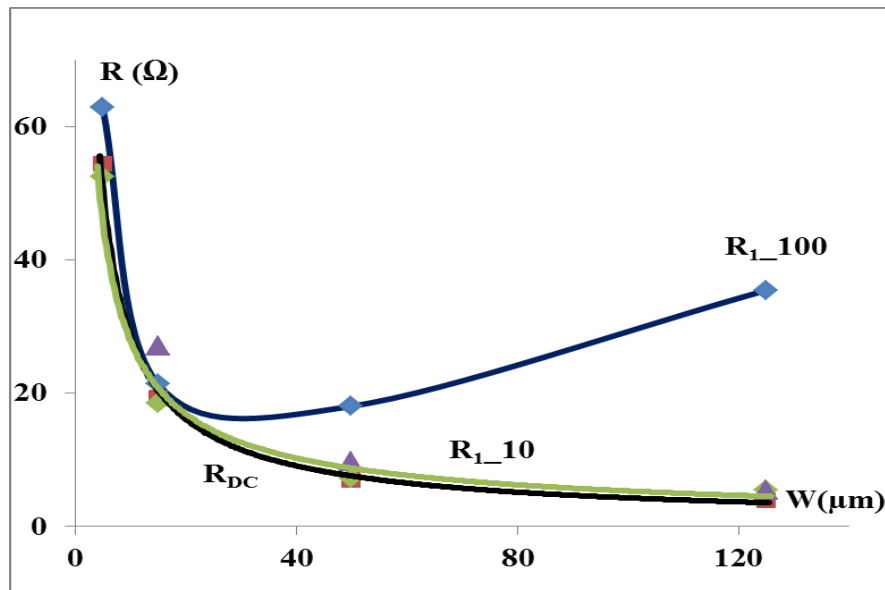


Fig.84 : Influence de la largeur des pistes sur la résistance.

II.5.3 Capacité entre enroulements

Dans le cas d'un transformateur Face-To-Face, on est dans une configuration de deux conducteurs mis face à face et l'équation de la capacité suit approximativement la loi:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{D} \quad (9)$$

S : Surface du conducteur.

D : Distance entre les deux conducteurs.

ϵ_0 : Permittivité de l'air.

ϵ_r : Permittivité relative de l'isolant.

De ce fait, deux paramètres sont explorés :

- Epaisseur de l'isolant (D).
- Permittivité de l'isolant (ϵ_r).

II.5.3.1 Influence de l'épaisseur de l'isolant

Sur la figure 85 nous représentons la variation de la capacité (C_{12}) entre enroulements pour des épaisseurs d'isolant allant de 10 à 200 μm .

On constate que la capacité entre bobinage diminue avec l'augmentation de l'épaisseur de l'isolant. Cette diminution est en concordance avec la relation (9) dans la mesure où la capacité est inversement proportionnelle à la distance entre les deux conducteur et donc à l'épaisseur de l'isolant.

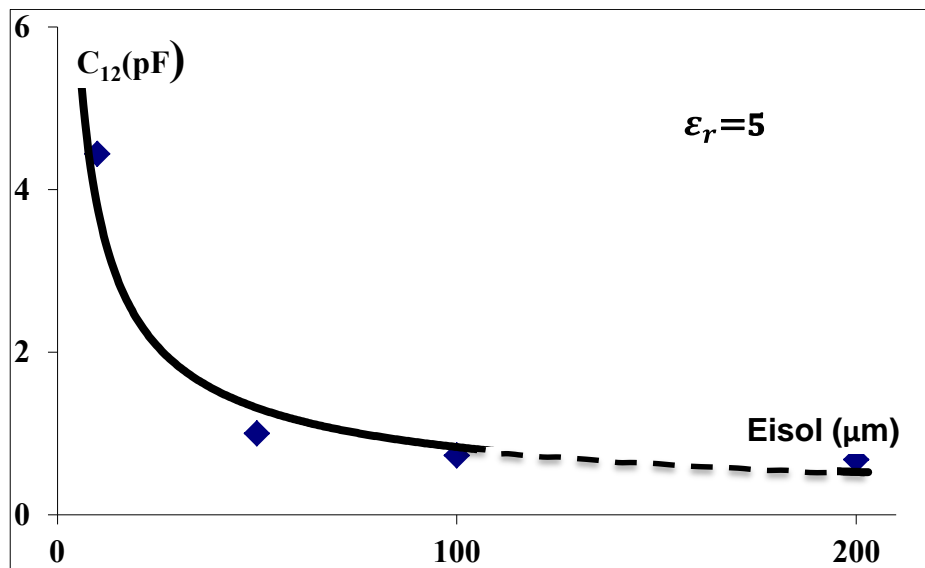


Fig.85 : nfluence de l'épaisseur de l'isolant sur la capacité (C_{12})

II.5.3.2 Influence de la permittivité de l'isolant

Dans cette étude nous avons fait varier la permittivité de 5 à 35 pour observer son influence sur la capacité (C_{12}). Le résultat est donné sur la figure 86.

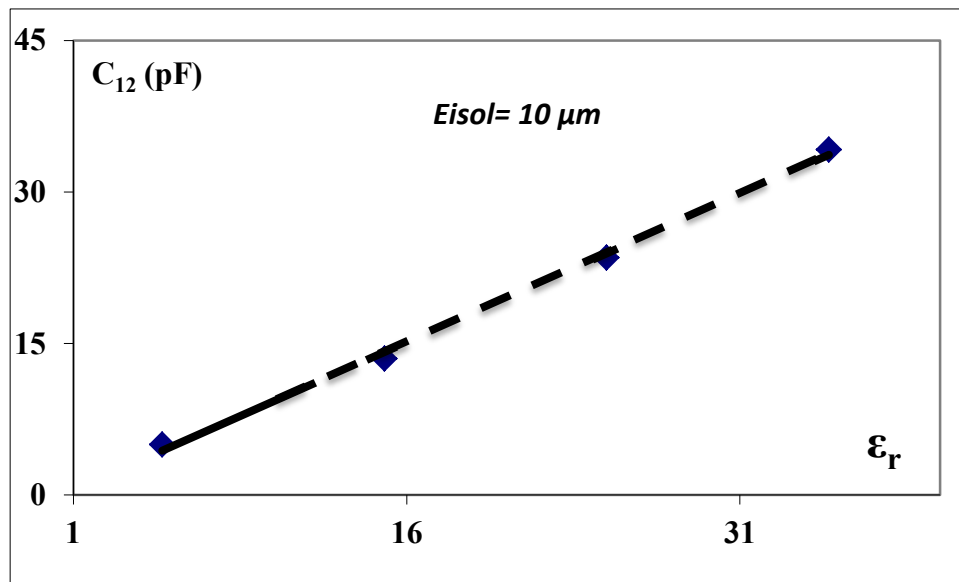


Fig.86 : nfluence de la permittivité de l'isolant sur la capacité (C_{12})

Cette courbe vérifie la relation (9) dans la mesure où la capacité augmente proportionnellement avec la permittivité de l'isolant.

II.5.4 Coefficient de couplage

Par définition, le coefficient de couplage a pour expression : $k = \frac{\sqrt{(L_1 - l_1) \times (L_2 - l_2)}}{\sqrt{L_1 \times L_2}}$, il dépend de la valeur des inductances principales et des inductances de fuite. Plus les lignes de champ sont canalisées, plus les inductances de fuites sont faibles et plus le facteur de couplage augmente. De même pour la valeur de l'inductance, plus les lignes de champ sont canalisés, plus la valeur de l'inductance principale est grande. A partir de là, deux paramètres principaux sont étudiés :

- épaisseur de l'isolant,
- épaisseur des couches de matériau magnétique.

II.5.4.1 Influence de l'épaisseur de l'isolant

On faisant varier l'épaisseur de l'isolant de 10 à 300 μm nous avons pu relever l'évolution du coefficient de couplage à 10 MHz et tracer la courbe de la figure 87.

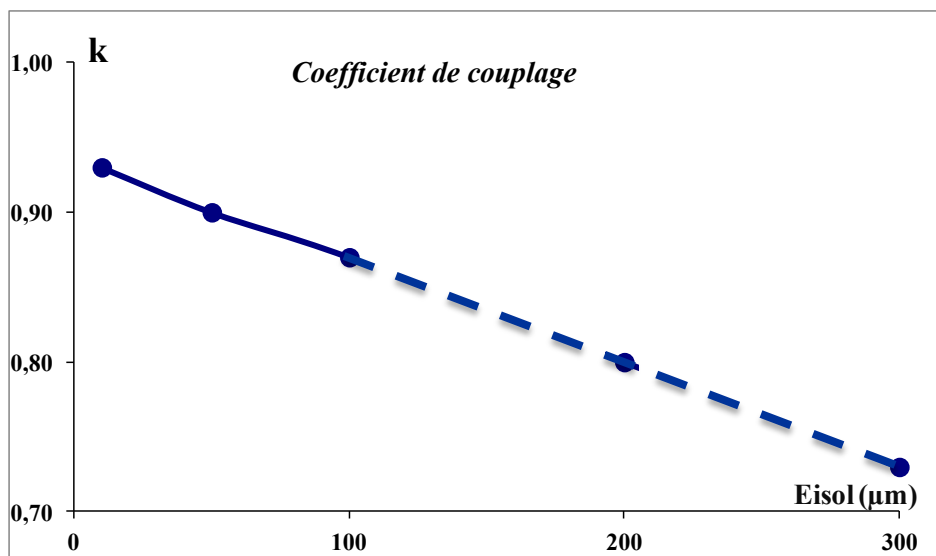


Fig.87: Influence de l'épaisseur de l'isolant sur le coefficient de couplage

On observe sur la figure 36 que le coefficient de couplage diminue avec l'augmentation de l'épaisseur de l'isolant. Cette diminution est due à l'éloignement des bobinages primaire et secondaire ce qui résulte d'une mauvaise canalisation des lignes de champ. Cette diminution est en concordance avec la relation (3) où la valeur de l'inductance chute avec l'augmentation de l'entrefer et les inductances de fuite augmentent avec l'augmentation de l'entrefer.

II.5.4.2 *Influence des épaisseurs du matériau magnétique*

Pour observer l'influence de l'épaisseur des couches du matériau magnétique, nous avons effectué des simulations en faisant varier l'épaisseur des couches de 10 à 300 μm pour trois valeurs différentes de l'épaisseur de l'isolant (10, 50 et 100 μm).

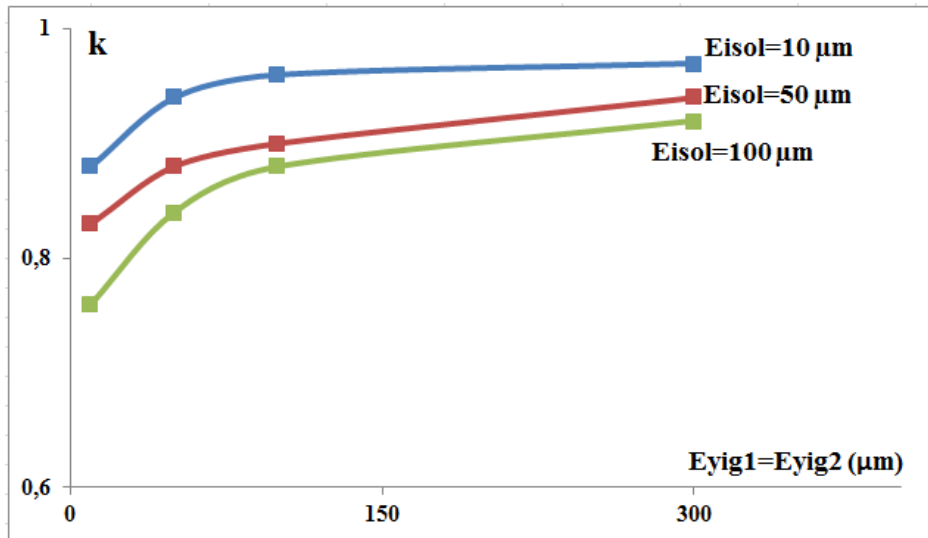


Fig.88 : Influence de l'épaisseur des couches de matériau magnétique sur le coefficient de couplage

On constate que le coefficient de couplage augmente avec l'augmentation des épaisseurs des couches de matériau magnétique. Cette augmentation s'explique par la bonne canalisation et répartition des lignes de champ. L'expression du coefficient de couplage est donnée par $k = \frac{\sqrt{(L_1 - l_1) \times (L_2 - l_2)}}{\sqrt{L_1 \times L_2}}$. Comme vu précédemment (§5.1.3) les inductances magnétisantes augmentent avec l'épaisseur du matériau magnétique et la grandeur $L_i - l_i$ tend vers L_i (l'inductance de fuite augmente peu). Dans ces conditions k augmente avec **Eyig**.

II.6 Conclusion sur le dimensionnement du transformateur Face-To-Face

A la suite de toutes ces simulations, on retient les points suivants sur les quatre paramètres du transformateur Face-To-Face :

II.6.1 Inductance magnétisante

- une grande influence de l'épaisseur du matériau magnétique sur la valeur de l'inductance magnétisante, cependant, peu d'effet au-delà de 300 μm ,
- épaisseur de l'isolant (espace entre les deux couches deux matériaux magnétiques) très influente, pour une grande valeur de l'inductance magnétisante il faut réduire cette épaisseur le plus possible.

II.6.2 Résistance des enroulements

- en basse fréquence jusqu'à 10 MHz, effet de peau et effet de proximité sont négligeables. La variation de la résistance est proche de celle de la résistance R_{DC} ,
- en haute fréquence, les effets de peau et de proximité sont très grands et modifient significativement la valeur de la résistance.

Il faut donc veiller aux dimensions géométriques des conducteurs.

II.6.3 Capacité entre enroulements

Afin d'obtenir une faible capacité entre enroulements deux paramètres sont à maîtrisés :

- choisir un matériau isolant avec une faible permittivité,
- respecter un espacement minimum entre les deux enroulements (épaisseur isolant).

II.6.4 Coefficient de couplage

- peu d'influence du matériau magnétique sur le coefficient de couplage,
- grande influence de l'épaisseur de l'isolant (espacement entre enroulements) sur la valeur du coefficient de couplage.

Dimensionnement

A la lumière de cette étude et en se référant au cahier des charges donné au début de l'étude, nous retenons ainsi les dimensions suivantes du transformateur :

1- Epaisseur de la couche du matériau magnétique :

Nous avons vu que l'épaisseur du matériau magnétique permet d'augmenter significativement la valeur de l'inductance magnétisante. Cependant, cette augmentation est moins significative pour des épaisseurs supérieures à 300 μm (voir Fig.82). Pour cette raison, pour nos dispositifs, nous avons choisi deux épaisseurs : 300 μm et 500 μm .

2- Epaisseur des conducteurs :

Aux fréquences de fonctionnement souhaitées, 1 MHz - 20 MHz, nous avons vu qu'une épaisseur de 5 μm est convenable pour nos dispositifs (fig.83) dans la mesure où la profondeur de peau à ces fréquences est supérieure à 5 μm .

3- Largeur des pistes :

A partir de la simulation (fig.84), on constate que dans la bande passante de fonctionnement, les pertes par effets de peau et de proximité sont faibles. Pour des raisons technologiques (utilisation de masques plastiques), une largeur de 100 μm est choisie.

4- Epaisseur de l'isolant :

Le critère principal pour la définition de l'épaisseur de l'isolant est la tenue en tension. Pour assurer une tenue en tension $> 2 \text{ kV}$ avec l'isolant choisi (résine Su-8 : 110 $\text{V}/\mu\text{m}$), il nous faut une épaisseur minimale de 20 μm .

5- Nombre des spires :

Le nombre de spires a été choisi en se basant sur la formule de **Wheeler**. En effet la formule de **Wheeler** permet de déterminer la valeur de l'inductance à air. Pour trouver la valeur de l'inductance avec une double couche, il suffit de multiplier par un facteur X la valeur de l'inductance à air (X est classiquement compris entre 5 et 20, dépendant de la perméabilité du matériau et de l'entrefer). En utilisant les dimensions choisies et pour un nombre de spires de 10, la valeur de l'inductance à air est égale à 300 nH, ce qui donne une valeur de quelques μH .

Dans le tableau 8 on dresse un récapitulatif des dimensions retenues du transformateur. A noter, les mêmes dimensions ont été choisies pour le transformateur entrelacé afin d'effectuer une comparaison

Nombre de spires	10
Epaisseur du cuivre	5 μm
Largeur des pistes	100 μm
Distance entre spires	100 μm
Epaisseur de l'isolant	20 μm
Epaisseur du YIG	300 μm et 500 μm

Tab.8 : Dimensions retenues du transformateur Face-To-Face

CONCLUSION

Dans ce chapitre deux points ont été abordés :

1- Choix d'une structure de transformateur

Afin de choisir la structure qui répond au mieux à notre cahier de charges, nous avons effectué un bilan de l'état de l'art sur les différentes structures de transformateur existantes. Au final deux structures ont été retenues :

- structure entrelacée : cette structure malgré une adéquation imparfaite vis-à-vis du cahier des charges (surface occupée importante, facteur de couplage moyen, capacité interbobinage élevée), ce choix est basé sur sa relative facilité de réalisation technologique. Elle sera également utilisée comme structure de référence pour une comparaison avec la structure Face-To-Face,

- structure Face-To-Face : Selon l'état de l'art, cette structure est celle qui répond le mieux à notre cahier des charges et spécifiquement sur le point de la surface occupée. Cependant, on a vu qu'elle présente un inconvénient qui est la difficulté de réalisation par rapport à la structure entrelacée (mais reste moins compliquée que les autres structures présentées).

2- Le dimensionnement des structures choisies

Les deux structures ont été dimensionnées mais dans le but d'alléger ce chapitre, seulement les résultats de la structure Face-To-Face ont été présentés.

Les quatre paramètres principaux du transformateur ci-dessous ont été explorés et l'influence de plusieurs paramètres a été étudiée :

- *inductance magnétisante L_F ,*
- *résistance des enroulements,*
- *capacité entre enroulements,*
- *coefficient de couplage.*

CHAPITRE IV :
FABRICATION TECHNOLOGIQUE
DU TRANSFORMATEUR

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

SOMMAIRE

INTRODUCTION	111
I. PREPARATION DES SUBSTRATS	112
I.1 Présentation des Substrats de YIG	112
I.1.1 Couche de YIG déposée par pulvérisation cathodique	112
I.1.2 Substrat commercial de YIG	112
I.2 Collage des substrats	113
I.2.1 Présentation des colles	113
I.2.2 Etape de collage	114
I.3 Sciage des substrats	114
I.3.1 Sciage couche inférieure	115
I.4 Rodage des substrats	115
I.5 Polissage des substrats	116
II. DEPOT DE LA COUCHE DE CUIVRE PAR PULVERISATION CATHODIQUE	118
II.1 Principe de la pulvérisation cathodique	119
II.2 Les Etapes du dépôt	121
II.2.1 Nettoyage des substrats	121
II.2.2 Matériel et paramètres de dépôt LT2C	121
II.2.3 Protection de la couche de cuivre après le dépôt	123
III. REALISATION DES BOBINAGES EN SALLE BLANCHE	123
III.1 Présentation de la salle blanche	124
III.2 Etapes de photolithographie	124
III.2.1 Nettoyage des substrats	124
III.2.2 Dépôt de la résine photosensible	125
III.2.3 Premier recuit (Soft-bake)	127
III.2.4 Insolation UV	128
III.2.5 Le 2 ^{ème} recuit PEB (Post exposure bake)	130
III.2.6 Révélation de la résine	131
III.2.7 Le 3 ^{ème} recuit (Hard Bake)	131
III.2.8 Gravure du cuivre	132
III.2.9 Passivation et protection des substrats	133
IV. REALISATION DES CONNEXIONS	136

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

IV.1	Présentation de l'Air Bridge	137
IV.2	Etapas de fabrication du Air Bridge (Via Horizontal)	138
IV.2.1	Dépôt du cuivre par PVD sur la résine Su-8	138
V.	FABRICATION DU TRANSFORMATEUR ENTRELACE SIMPLE COUCHE	139
V.1	Rappel de la structure et design du transformateur entrelacé avec air bridge	139
V.2	Réalisation technologique du transformateur entrelacé	141
V.2.1	Masque de photolithographie	141
V.2.2	Etapas technologique de la fabrication du transformateur entrelacé avec Air Bridge (Via Horizontal)	142
VI.	FABRICATION DU TRANSFORMATEUR ENTRELACE DOUBLE COUCHES	144
VI.1	Sciage de la couche supérieure	144
VI.2	Positionnement de la couche supérieure sur le transformateur entrelacé	145
VII.	FABRICATION DU TRANSFORMATEUR FACE-TO-FACE	147
VII.1	Rappel de la structure et du design du transformateur Face-To-Face	147
VII.2	Réalisation technologique du transformateur Face-To-Face	148
VII.2.1	Masque de photolithographie	149
VII.2.2	Etapas technologique de la fabrication du transformateur Face-To-Face avec Bridge (Via Horizontal)	150
VII.2.3	Assemblage du transformateur Face-To-Face	151
CONCLUSION	155

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

INTRODUCTION

Après le dimensionnement des deux types de transformateurs (entrelacé et Face-To-Face) en utilisant l'outil de simulation HFSS, nous présenterons dans ce chapitre les différentes étapes technologiques de réalisation des transformateurs.

La réalisation des transformateurs comprend de nombreuses étapes technologiques :

- préparation des substrats : collage, sciage, rodage, polissage,
- dépôt du conducteur par pulvérisation cathodique radiofréquence,
- photolithographie en salle blanche et gravure humide,
- passivation : dorure et étamage à froid,
- assemblage : brasage.

Dans un premier temps, nous présenterons les différentes étapes technologiques, le matériel utilisé pour chaque étape et le mode opératoire.

Par la suite, nous donnerons le mode opératoire de la réalisation des deux transformateurs avec un paragraphe spécifique sur la réalisation du transformateur avec Air Bridge qui sera l'étape la plus compliquée à réaliser.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

I. PRÉPARATION DES SUBSTRATS

Dans ce paragraphe, les différentes étapes technologiques pour la préparation des substrats sont décrites. Nous justifions tout d'abord notre choix concernant la procédure d'élaboration du matériau magnétique en couches épaisses.

I.1 Présentation des Substrats de YIG

Dans le chapitre II, nous avons présenté et justifié notre choix du YIG comme matériau magnétique. Dans ce paragraphe, nous allons présenter les différentes formes de YIG présentes au laboratoire LT2C et ses caractéristiques.

I.1.1 Couche de YIG déposée par pulvérisation cathodique

La pulvérisation cathodique permet de déposer des couches minces de matériau à partir d'une cible. Cette technique qui sera développée dans un prochain paragraphe, permet de déposer quelques microns de matériau avec des vitesses très variables suivant le matériau ($<1 \mu\text{m.h}^{-1}$ pour le YIG) [TCMJ05]. Dans les précédents travaux sur les inductances [KrAd08] [Alla10], il a été démontré que le matériau magnétique présente des effets significatifs à partir de plusieurs dizaines de microns. Afin d'obtenir ces épaisseurs en utilisant la technique de dépôt par PVD, un dépôt de plusieurs heures est nécessaire ce qui rend l'obtention de ces couches très onéreuse. De plus, l'adhérence des couches épaisses est faible, ce qui se traduit souvent par des fissures dans les couches.

Pour ces raisons, nous avons opté pour l'utilisation du YIG sous forme de substrats commerciaux (Bulk).

I.1.2 Substrat commercial de YIG

Ces substrats de YIG sont commercialisés par Temex CERAMICS [TeCe13] sous plusieurs formes à la demande du client : disques, carrés, tiges.

Les principales caractéristiques du YIG commercial sont présentées tableau 9:

Types	$4 \pi J_s$ (Gauss) $\mp 0,5\%$	T_c (°C) $\mp 0,5\%$	ϵ' $\mp 0,5\%$	10^4 $\tan \delta$
Y10	1790	280	15,3	<2
Y101	1820	280	15,4	<2
Y102	1800	280	15,3	<2

Tab.9 : Principales caractéristiques du YIG commercial [TeCe13]

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

$4\pi J_s$: Aimantation à saturation.

T_c : Température de Curie.

ϵ' : Permittivité relative.

$\tan \delta$: Tangente de perte diélectrique.

Les substrats fournis par Temex CERAMICS ont une forme carrée de côté 50,8 mm et une épaisseur de 1 mm. Dans le chapitre précédent, les épaisseurs du YIG utilisées dans les simulations étaient de 100, 200 et 300 μm ce qui nous conduit à effectuer une opération d'usinage des substrats de YIG. Vu ces fines épaisseurs, une étape de collage du YIG sur une lame de verre est nécessaire. En effet, cette lame de verre servira de support mécanique pendant les différentes étapes de manipulation du YIG.

I.2 Collage des substrats

Selon les étapes technologiques à réaliser, différentes colles peuvent être utilisées.

I.2.1 Présentation des colles

1.2.1.1 Colle "Geofix"

Cette colle, commercialisée sous le nom de "Geofix" est une résine à deux composants [MaMe13] utilisée pour le collage des lames minces. Cette colle, très fluide, a l'avantage d'être facile à manipuler et rapide d'utilisation (séchage à 80° C en deux heures). Cependant, cette colle présente un inconvénient, le collage est définitif et il est impossible de décoller les substrats de YIG du verre pour éventuellement une deuxième utilisation.

1.2.1.2 Colle "Baume du Canada"

Appelée aussi térébenthine du Canada, cette colle est issue de la résine du sapin baumier [MaMe13]. Cette colle présente un avantage très intéressant, au contraire de la colle Geofix, elle se colle et se décolle à hautes températures (~120°C) ce qui permet une possible réutilisation des substrats.

Ces deux colles sont utilisées pendant le procédé de fabrication, la colle Geofix est utilisée pour coller les substrats de YIG sur lequel le composant est réalisé. La colle Baume du Canada est utilisée pour coller le YIG qui servira comme couche supérieure pour les transformateurs double couche.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

1.2.2 Etape de collage

Afin d'améliorer la qualité du collage, les lames de verre sont dépolies avant l'étape de collage afin d'augmenter la rugosité de ce dernier et améliorer l'adhérence verre-YIG. Cette opération permet également de contrôler avec précision l'épaisseur de la lame.

Les substrats de YIG, avant d'être collés subissent une étape de nettoyage. Dans un premier temps les deux parties à coller (YIG et verre) sont nettoyées aux ultrasons dans de l'acétone pendant au moins 5 min suivie de 5 min dans un bain d'éthanol lui aussi soumis aux ultrasons. Les substrats sont ensuite plongés dans de l'eau et séchés à l'azote.

Pour le collage à la colle Geofix, les deux composants de la colle sont mélangés en proportion de 1 : 2 (durcisseur et résine respectivement). Par la suite, les substrats (verre et YIG) sont préchauffés à 80°C pendant 10 min sur une plaque chauffante suivie par la pose de la colle sur le verre. Les substrats de YIG sont ensuite rapportés sur le verre avec l'application d'un poids afin d'éviter la formation de bulles. Le temps de collage est de 2h à 80°C ou 24h à température ambiante.

Pour le collage au Baume du Canada, le substrat de verre est préchauffé à 80°C pendant 2-3 min, la colle est ensuite déposée sur le verre et également préchauffée afin d'évaporer partiellement le xylène du baume du Canada. Lorsque la colle devient un peu plus visqueuse, on rapporte le substrat de YIG sur la lame de verre et on retire l'ensemble de la plaque chauffante. Le collage dure 24h à température ambiante en appliquant un poids.

1.3 Sciage des substrats

Après la réalisation du collage, l'ensemble verre-YIG est prêt pour l'étape de sciage. Il est nécessaire de scier les substrats de YIG pour qu'ils présentent les dimensions souhaités. La scie de précision utilisée est celle acquise récemment par le laboratoire LT2C (Fig.89). Cette scie a été instrumentée à l'aide de 3 tables de positionnement linéaire équipées de vis micrométriques pour les axes x et z et d'une motorisation pour l'axe y.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

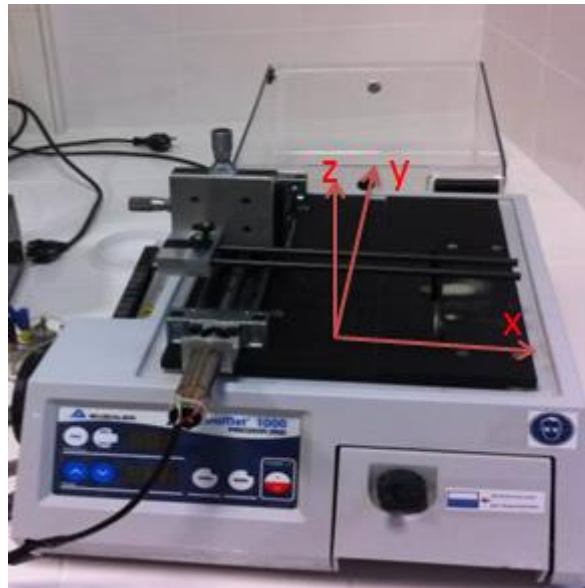


Fig.89 : Scie Laboratoire LT2C

I.3.1 Sciage couche inférieure

Le sciage de la couche inférieure est effectué en coupant l'ensemble ferrite + verre pour obtenir au final deux substrats de dimensions $45 \times 30 \text{ mm}^2$ (Fig.90). Ces dimensions correspondent aux dimensions des porte-substrats utilisés pour les étapes de rodage et de polissage.

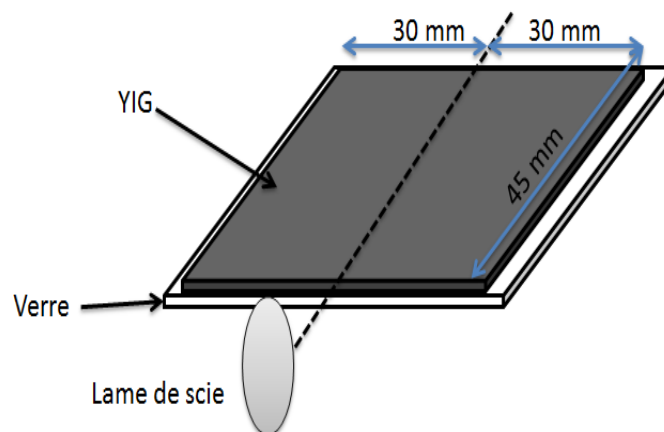


Fig.90 : Sciage du substrat YIG.

I.4 Rodage des substrats

L'étape qui suit le sciage est le rodage. Par définition, le rodage est un procédé mécanique qui consiste en l'enlèvement de la matière afin de contrôler l'épaisseur d'un

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

substrat ou améliorer sa planéité. Dans notre cas, l'objectif est de réduire l'épaisseur du YIG de 1mm jusqu'à 100, 300 et 500 μm .

Le rodage est réalisé en utilisant une rodeuse automatique (Fig.91) et une solution constituée de particules de carbure de silicium (diamètre 9 μm) en suspension dans de l'eau.

L'épaisseur du substrat de YIG est contrôlée par la hauteur du plateau tournant. Cependant, il est nécessaire de vérifier l'épaisseur avec un "palmer" en fin du rodage afin d'éviter un mauvais étalonnage de la hauteur du plateau.

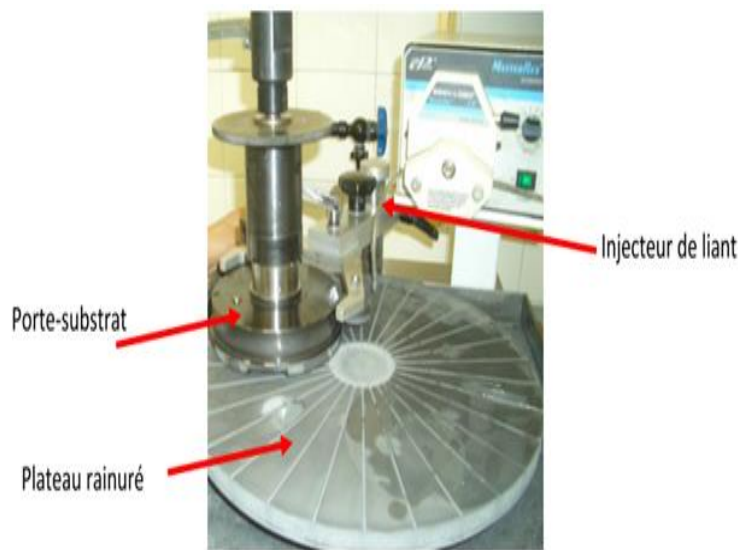


Fig.91 : Rodeuse automatique

I.5 Polissage des substrats

Après le rodage et comme les particules abrasives utilisées possèdent un diamètre de 9 μm , la surface du substrat du YIG présente une rugosité très élevée de 200 à 500 nm. Par la suite, cette rugosité joue un rôle déterminant dans le procédé de réalisation. En effet, lors de l'étape de gravure humide la solution de perchlorure de fer pénètre via les rugosités en dessous du cuivre et causent alors une sur-gravure et la perte des motifs réalisés. Pour cela une étape de polissage est nécessaire afin d'améliorer l'état de surface du YIG.

Cette étape est réalisée juste après le rodage à l'aide d'une polisseuse à suspension diamantée. Le substrat de YIG positionné sur un porte-substrat et accroché au plateau supérieur de la polisseuse (Fig.92) est mis en contact avec un disque de polissage sur lequel

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

est pulvérisée une suspension diamantée (suspension à base d'eau + alcool, à forte concentration en diamant monocristallin de diamètre $\frac{1}{4} \mu\text{m}$)

Les conditions de polissage varient en fonction de la qualité de la surface voulue. Pour une très bonne qualité de surface, une pression entre les deux plateaux (supérieur et inférieur) assez faible (repère 5 sur l'équipement utilisé) et une vitesse de rotation de 70 tr.min^{-1} sont utilisées pendant 20 min environ.

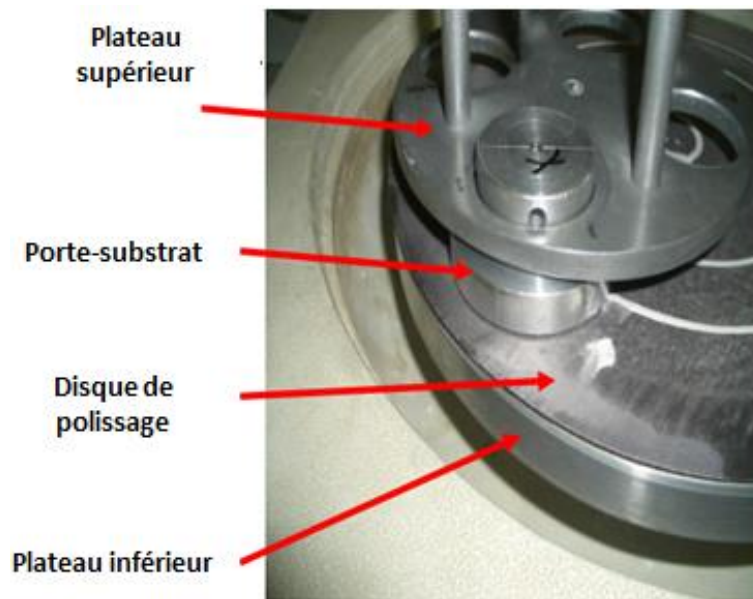


Fig.92 : Polisseuse automatique

La surface du substrat du YIG a été dans le passé contrôlée au sein du laboratoire LT2C [Alla10] où deux techniques différentes ont été utilisées pour vérifier la rugosité du YIG après le polissage : Profilomètre et AFM.

Sur la figure 93 les mesures effectuées au Profilomètre et à l'AFM concordent et donnent une rugosité de l'ordre de 200 nm. Cette assez faible rugosité traduit une bonne qualité de surface ce qui assurera une bonne gravure dans la suite des étapes technologiques.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

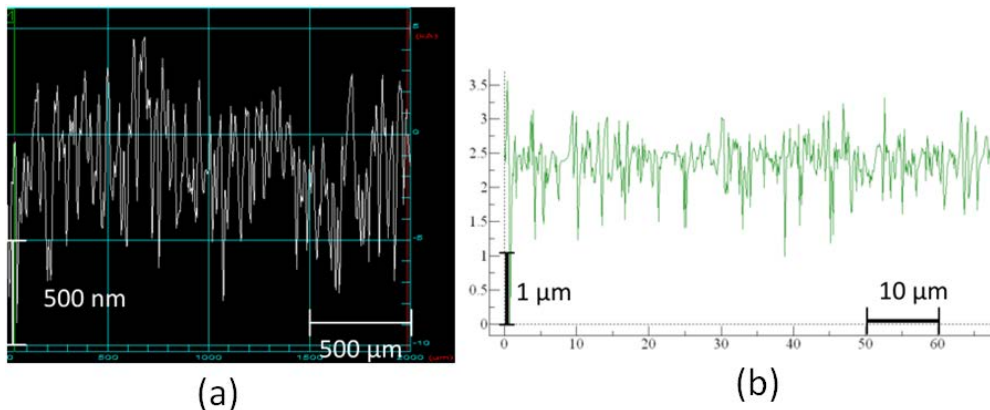


Fig.93 : Contrôle de la surface après polissage [Alla10] (a) Profilomètre (b) AFM.

Après ces quatre étapes de préparation du substrat de YIG, ce dernier est maintenant prêt à être utilisé pour la suite de la réalisation technologique du transformateur et qui commence par la réalisation des conducteurs en cuivre. La réalisation des conducteurs en cuivre se fait par la technique de pulvérisation cathodique dont nous présentons le principe ci-après.

II. DÉPÔT DE LA COUCHE DE CUIVRE PAR PULVERISATION CATHODIQUE

Généralement, une couche mince est une dénomination pour décrire des films ayant des épaisseurs allant du nanomètre à quelques micromètres. Ces couches minces sont réalisées en utilisant principalement des techniques de dépôt sous vide. La figure 94 donne un organigramme des différentes techniques de dépôts sous vide [TkMa91].

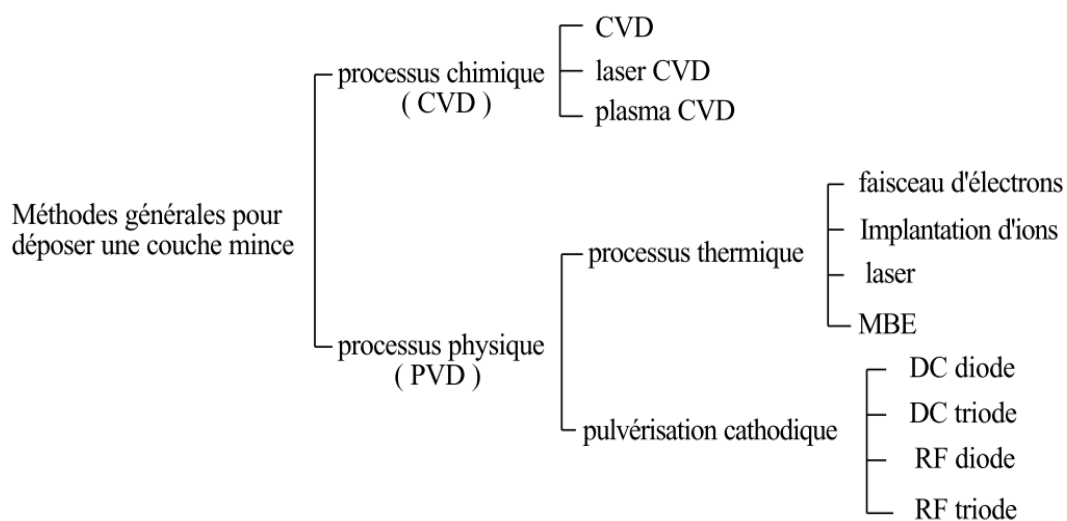


Fig.94 : Les différentes techniques de dépôt sous vide [TkMa91]

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

Au laboratoire LT2C, la réalisation de couches minces par pulvérisation cathodique et plus précisément par pulvérisation cathodique radiofréquence est utilisée. Cette méthode moins performante que d'autres techniques de dépôt chimique (ex : CVD : Chemical Vapor Deposition) par rapport à la vitesse de dépôt, se distingue par la relative facilité de mise en œuvre ce qui lui a valu une grande popularité en laboratoire ainsi qu'en industrie.

En plus de la facilité de la mise en œuvre, la technique de pulvérisation cathodique présente d'autres avantages, on peut citer à titre d'exemple :

- la possibilité de déposer 'facilement' différents matériaux possédant des points de fusion très hauts,
- l'obtention d'une couche déposée proche en composition de celle du matériau utilisé comme cible,
- l'amélioration de l'adhérence en éliminant les impuretés dans le bâti.

Malgré les avantages de la technique de pulvérisation cathodique cités ci-dessus, cette dernière présente un inconvénient majeur :

- une vitesse de dépôt limitée : en effet, cette technique nécessite des temps relativement élevée afin de réaliser une couche de quelques microns ce qui rend cette technique limitée à des dépôts d'une dizaine de microns.

Après cette brève introduction sur la technique de pulvérisation cathodique choisie par le laboratoire LT2C, nous donnerons le principe de la pulvérisation cathodique, le matériel disponible au laboratoire ainsi que les paramètres de réglage.

II.1 Principe de la pulvérisation cathodique

Avant de décrire le principe de pulvérisation cathodique, précisons qu'il existe deux types de pulvérisation cathodique [Jian92] : continue (DC) et radiofréquence (RF). Le principe de dépôt reste le même pour les deux types de pulvérisation cathodique, seul le type d'alimentation électrique permettant de créer et d'entretenir le plasma change : application sur la cible d'une tension électrique continue pour la pulvérisation DC et champ électrique alternatif à haute fréquence (13,56 MHz) pour la pulvérisation radiofréquence.

De plus, selon le gaz utilisé pour la pulvérisation cathodique, on distingue deux classifications du dépôt : En atmosphère neutre dans le cas où un seul gaz neutre est utilisé

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

pour créer le plasma (ex : Argon, Ar), ou en atmosphère réactive par l'introduction d'un deuxième gaz (ex : N₂ ou O₂) afin de pouvoir contrôler la morphologie cristalline et la composition des couches [AbFp05].

Au laboratoire LT2C, la pulvérisation cathodique radiofréquence en atmosphère neutre est la seule disponible. Son avantage par rapport à la pulvérisation DC est que les charges s'accumulant sur la surface de la cible (si le matériau déposé est isolant) sont moins importantes que pour la pulvérisation DC. L'accumulation des charges à la surface de la cible réduit la qualité et la vitesse de la pulvérisation par la création d'un champ électrique qui repousse les ions du plasma.

Le principe de la pulvérisation cathodique est donné figure 95, le système de pulvérisation est composé d'une enceinte sous vide (jusqu'à 3×10^{-7} mbar). A l'intérieur deux électrodes (cathode et anode) sont installées : sur la cathode, la cible et sur l'anode le substrat relié à la masse. Par l'introduction d'un gaz (Ar) et l'application d'un champ électrique alternatif à haute fréquence (13,56 MHz), le gaz neutre (Ar) est ainsi ionisé et un plasma apparaît. Les ions du plasma sont attirés par la cathode et commencent à bombarder la cible, les atomes de cuivre sont arrachés et projetés dans toute l'enceinte et principalement sur le substrat placé à quelques centimètres de la cible. Le processus de dépôt peut être amélioré par le maintien d'une décharge stable en appliquant un champ magnétique stable, ce dernier est assuré par la disposition d'un aimant permanent au voisinage de la cible.

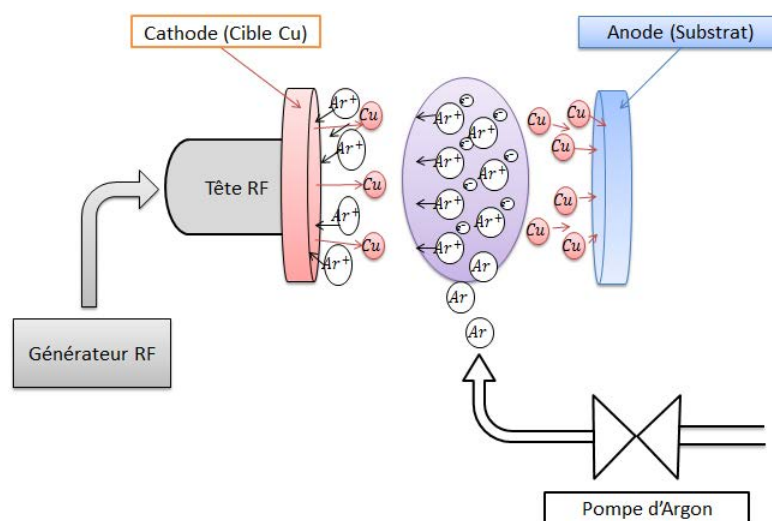


Fig.95 : Principe de la pulvérisation cathodique radiofréquence

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

II.2 Les Etapes du dépôt

Afin de réaliser une couche de cuivre épaisse et adhérente, trois étapes sont nécessaires au process : nettoyage des substrats, dépôt de la couche de cuivre et protection de la couche déposée. Dans ce qui suivra on détaillera ces trois étapes.

II.2.1 Nettoyage des substrats

Avant de procéder au dépôt de la couche de cuivre, une étape de nettoyage des substrats est nécessaire. Cette étape permet d'éliminer les résidus et impuretés existants sur le substrat dus aux étapes d'usinage d'écrites précédemment ou aux différentes pollutions existantes dans l'atmosphère.

Cette étape est aussi importante dans le process de dépôt que le dépôt lui-même. En effet, un mauvais nettoyage pourra entraîner une mauvaise adhérence de la couche de cuivre déposée. Afin de s'assurer du bon nettoyage des substrats, un protocole de nettoyage a été établi :

- nettoyage aux ultrasons dans l'acétone pendant 10 min,
- nettoyage aux ultrasons dans l'éthanol pendant 10 min,
- nettoyage aux ultrasons dans du "Decon" pendant 10 min,
- rinçage dans l'eau.

Après ces étapes de nettoyage et lorsque le substrat est placé sur le porte substrat, on fait passer une feuille de papier Joseph légèrement imbibée d'éthanol sur le substrat puis l'ensemble est séché par un flux d'azote.

Une fois le nettoyage réalisé, il est nécessaire de placer le porte substrat immédiatement dans l'enceinte et de lancer le pompage de l'enceinte afin d'éviter toute contamination.

II.2.2 Matériel et paramètres de dépôt LT2C

Le dispositif de pulvérisation radiofréquence disponible au laboratoire LT2C est constitué d'une enceinte à vide avec un système de pompage composé d'une pompe primaire (pompe à palette) et d'une pompe secondaire (pompe turbomoléculaire) (Fig.96). Le générateur radiofréquence associé à un adaptateur d'impédance de la cible permet l'obtention d'un plasma stable. Un circuit de refroidissement est relié à la cathode.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

Plusieurs paramètres entrent dans le réglage du dépôt :

- **pression dans l'enceinte** : la pression dans l'enceinte est un paramètre critique sur la qualité de la couche mince déposée. En effet, le vide permet de supprimer les impuretés qui peuvent être présentes à l'intérieur de l'enceinte et provoquer ainsi une mauvaise adhérence de la couche mince ou une pollution de cette couche. Au laboratoire LT2C, le vide est réalisé à l'aide d'une pompe à palettes assurant un vide jusqu'à 10^{-3} mbar puis une pompe turbomoléculaire prend le relais afin que le vide atteigne environ 10^{-7} mbar. Le dépôt n'est réalisé qu'à une pression maximum de 5×10^{-6} mbar afin d'avoir une bonne adhérence de la couche,

- **puissance du générateur** : Le générateur est utilisé pour amorcer le plasma et assurer sa stabilité au cours du process de dépôt. Dans notre cas la puissance est fixée au maximum à 300W,

- **débit d'argon** : Afin de pouvoir amorcer le plasma on utilise un débit de 50 sccm d'argon qui sera maintenu pendant quelques minutes afin d'amorcer le plasma et de s'assurer de sa stabilité. Le débit sera réduit par la suite à 20 sccm au début le dépôt,

- **distance entre cible et substrat** : Cette distance a été fixée expérimentalement en fonction du débit d'argon dans une précédente étude au laboratoire. L'association de ces deux paramètres permet de régler la vitesse de dépôt. Pour une puissance de 300 W, en fixant la distance cible-substrat à 6,7 cm et avec un débit de 20 sccm on obtient une vitesse de dépôt de $10 \mu\text{m}\cdot\text{h}^{-1}$; pour obtenir une couche de $5\mu\text{m}$ on aura donc besoin de 30 min de dépôt.

Dans le tableau suivant on résume tous les paramètres de dépôt :

Pression enceinte (Avant dépôt)	Pression pendant dépôt	Débit d'argon pour amorçage plasma	Débit d'argon pendant le dépôt	Puissance de dépôt	Distance cible-substrat
$< 5 \times 10^{-6}$ mbar	$3-4 \times 10^{-3}$ mbar	50 sccm	20 sccm	300 W	6,7 cm

Tab.10 : Les paramètres de dépôt par pulvérisation cathodique radiofréquence du cuivre

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

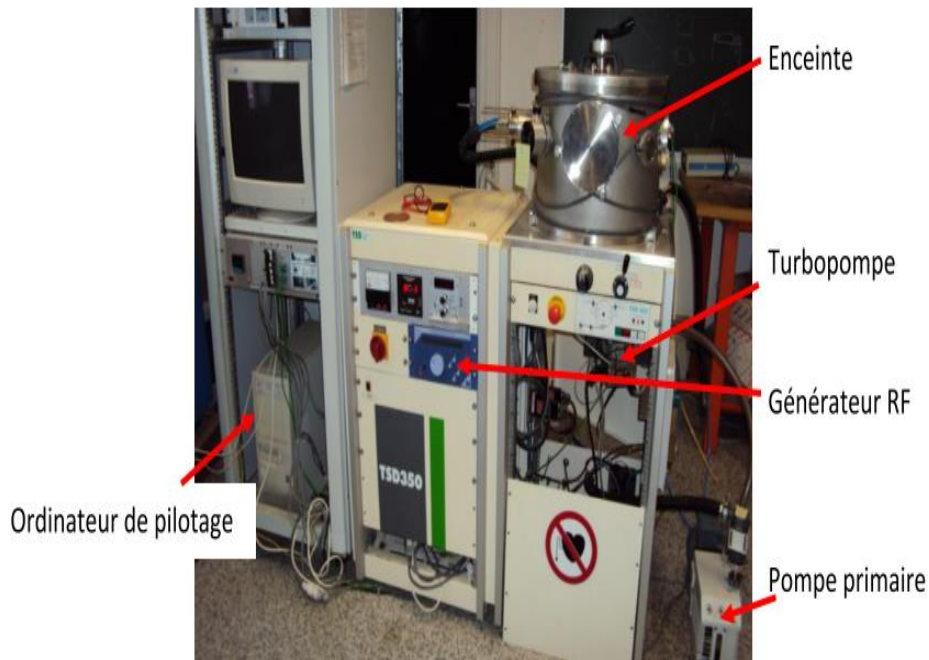


Fig.96 : Enceinte de dépôt par pulvérisation cathodique radiofréquence (LT2C)

II.2.3 Protection de la couche de cuivre après le dépôt

A la fin du dépôt, les substrats avec la couche de cuivre déposée sont retirés du bâti de dépôt. La réalisation du motif en salle blanche n'est pas effectuée immédiatement après le dépôt, une protection de la couche de cuivre déposée est nécessaire. L'objectif de cette protection est d'empêcher l'oxydation de la couche de cuivre dans l'air.

Pour réaliser la protection on utilise une résine sous forme de spray afin de déposer une couche très fine de résine. Cette résine sera ultérieurement enlevée dans un bain d'acétone.

Une fois le dépôt du cuivre réalisé et le film de cuivre protégé, la tâche suivante concerne la réalisation des étapes de photolithographie en salle blanche.

III. RÉALISATION DES BOBINAGES EN SALLE BLANCHE

Avec l'apparition de la microélectronique les conditions de manipulation sont devenues très critiques pour la réussite de la fabrication. Pour cela les circuits micro électroniques sont fabriqués dans un environnement très propre appelé *salle blanche*.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

III.1 Présentation de la salle blanche :

Une salle blanche est une ou plusieurs pièces où la concentration de particules présentes dans l'air est contrôlée par un système de filtrage. D'autres paramètres sont également mis sous contrôle comme l'humidité, la température ainsi que la pression. L'objectif de ce contrôle est de pouvoir minimiser le nombre de particules/poussières présentes ou pouvant s'introduire dans la pièce.

La classe d'une salle blanche est définie suivant le nombre de particules/poussières par unité de volume.

La plateforme microélectronique utilisée dispose d'une salle blanche de classe ISO6 selon la norme ISO 14644-1. Cette classe permet la réalisation de dispositifs de l'ordre du micron, ce qui est largement suffisant pour la réalisation de nos transformateurs.

Dans ce qui suivra, nous décrivons les étapes et le matériel utilisé dans la fabrication de nos dispositifs.

III.2 Etapes de photolithographie

Principalement, en salle blanche sont réalisées les étapes de photolithographie. La photolithographie est l'ensemble des opérations permettant le transfert d'un motif depuis un masque sur un substrat. Ci-après nous décrivons les différentes étapes de photolithographie.

III.2.1 *Nettoyage des substrats*

Le nettoyage des substrats est nécessaire avant de commencer la photolithographie. Ce nettoyage permet dans un premier temps d'enlever la couche de résine de protection déposée sur la couche de cuivre et d'autre part, il permet d'améliorer l'adhérence de la résine sur le substrat et d'assurer une bonne reproductibilité des motifs en supprimant les impuretés existantes sur le substrat.

Ce nettoyage est réalisé en deux étapes, dans un premier temps un pré-nettoyage est effectué sous la hotte par un simple jet d'acétone puis d'éthanol (Fig.97(a)). L'objectif de ce pré-nettoyage est d'enlever la résine de protection afin de ne pas trop salir les bains à ultrasons de la 'wet-bench'.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

La deuxième étape du nettoyage est réalisée sous la "wet-bench" de la salle blanche (Fig.97(b)). Les substrats sont plongés dans un bain à ultrasons d'acétone pendant 10 min (bac 1) puis dans le (bac 2) contenant de l'éthanol pendant 10min. la dernière étape est le rinçage des substrats dans de l'eau ultra-pure (bac3, bac4) pendant 5 min dans chacun des bacs. Les substrats sont par la suite séchés par flux d'azote.

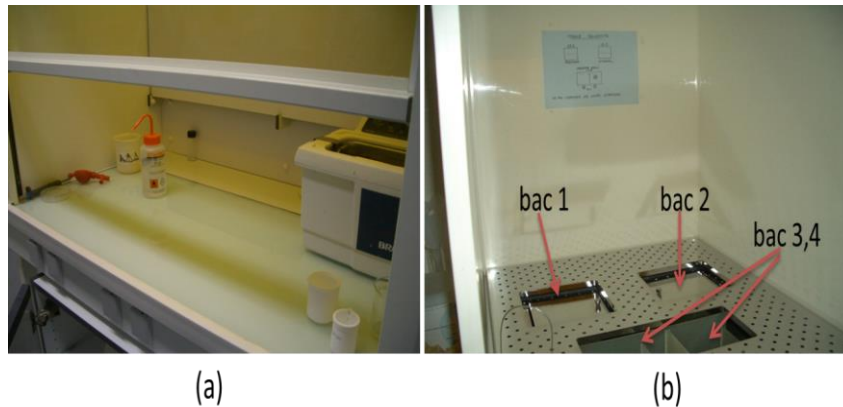


Fig.97 : Dispositif de nettoyage en salle blanche (a) Hotte (b) "wet-bench"

III.2.2 Dépôt de la résine photosensible

III.2.2.1 Présentation des résines photosensibles

L'étape suivante, après le nettoyage, est le dépôt de la résine photosensible. Une résine photosensible est un polymère sensible aux rayons ultra-violets qui change de solubilité après exposition. Ils existent trois types de résine photosensible :

➤ Résine positive

Cette résine change de propriété chimique après exposition aux UV entrainant une augmentation de solubilité des zones exposées dans le révélateur.

➤ Résine négative

A l'exposition aux UV, les zones exposées se polymérisent et deviennent insolubles dans le révélateur.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

➤ *Résine réversible*

Cette résine possède la propriété de changer de polarité, elle agit comme une résine positive après la première insolation et comme une résine négative après une deuxième insolation.

Parmi ces résines, seules les résines positive (SPR505) et négative (Su-8) sont utilisées dans notre procédé de photolithographie.

III.2.2.2 *Etapes de dépôt de la résine*

Le dépôt de la résine passe par deux étapes : dépôt du promoteur d'adhérence et dépôt de la résine.

➤ *Dépôt du promoteur d'adhérence*

Le dépôt du promoteur d'adhérence est nécessaire avant le dépôt de la résine. Dans notre process il n'est utilisé qu'avant le dépôt de la résine SPR505, sa désignation est "Surpass 4000". Son rôle consiste au changement des groupements hydrophiles se formant sur la surface du substrat par des groupements hydrophobes améliorant ainsi l'adhérence de la résine sur le substrat. Le dépôt s'effectue à l'aide d'une tournette.

➤ *Dépôt de la résine*

Le dépôt de la résine s'effectue à la tournette par la technique du spin coating (Fig.98). Le procédé de dépôt comprend quatre étapes :

- à l'aide d'une pipette, 1 ml de résine est déposée sur le substrat,
- mise en rotation de la tournette,
- augmentation de la vitesse de rotation afin d'éliminer le surplus de résine,
- rotation à vitesse constante afin d'établir une épaisseur de la résine homogène.

Cette technique de spin coating est utilisée pour le dépôt de toutes les résines, dans notre cas elle est utilisée pour le dépôt de la résine positive SPR505 et la résine négative Su-8. La différence entre la résine SPR505 et Su-8 réside dans la haute viscosité de cette dernière. En effet, la résine Su-8 étant plus visqueuse, le programme de la tournette doit être adapté. Sur la figure 99, on représente la courbe de vitesse et accélération de dépôt des résines.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

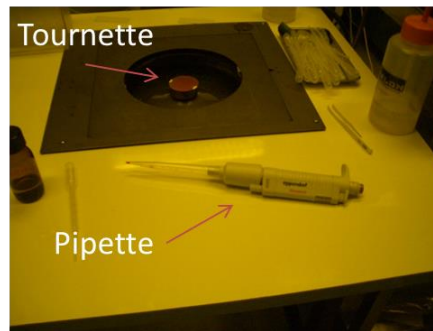


Fig.98 : Tournette salle blanche

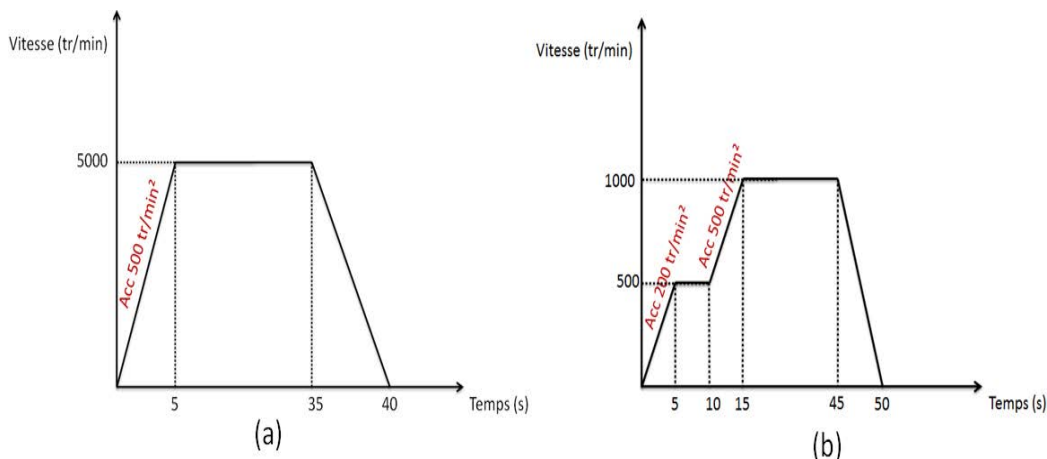


Fig.99 : Vitesse et accélération de dépôt : (a) résine SPR505 (b) résine Su-8.

III.2.3 Premier recuit (Soft-bake)

Après l'étalement de la résine SPR505 (ou Su-8), ces dernières restent encore visqueuses. Le soft-bake permet de réduire le taux de solvant présent dans la résine pour atteindre une proportion de 4 à 7%. Cette étape permettra aussi d'augmenter l'adhérence de la résine sur le substrat et éviter la contamination du masque par contact.

Le soft-bake dépend fortement de la résine utilisée ainsi que l'épaisseur déposée. En effet, plus l'épaisseur déposée est grande, plus le temps de recuit augmente. Pour le soft bake de la résine SPR505, le recuit est réalisé sur une plaque chauffante à une température de 110°C pendant 90s suivi par un refroidissement à température ambiante. Pour la résine Su-8 qui est plus visqueuse que la résine SPR505, le recuit est réalisé en deux temps, insertion du substrat dans un four à 95°C pendant 90s puis positionnement du substrat sur une plaque chauffante à 95°C pendant 7min.

Ces paramètres de réglages peuvent varier en fonction des épaisseurs déposées, pour la résine Su-8 les temps et température de recuit sont donnés pour une épaisseur de 10 μm . Pour

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

plusieurs dizaines de microns, les temps de recuit peuvent être doublé ou le nombre de recuit augmenté.

III.2.4 Insolation UV

L'insolation est l'étape qui suit le soft-bake. C'est l'étape la plus importante dans le procédé de photolithographie. L'ensemble substrat-résine est exposé à des rayons UV au travers d'un masque. Cette insolation modifie localement les liaisons chimiques de la résine par une réaction photochimique. Pour la résine SPR505 positive une augmentation de la solubilité est obtenue par la cassure des liaisons et donc de la réduction du poids moléculaire, pour la résine Su-8 la diminution de la solubilité est obtenue en augmentant le poids moléculaire par le phénomène de cross-linking. Donc, en utilisant un masque, les parties non protégées deviennent solubles pour la résine SPR505 tandis que les parties non protégées deviennent résistantes au solvant pour la résine Su-8.

Deux outils sont nécessaires pour la réalisation de l'insolation :

III.2.4.1 Le masque

Le masque est un outil principal dans l'étape de photolithographie, il est constitué de zones transparentes et d'autres sombres qui empêchent la transmission des UV (Fig.100), les motifs présents sur le masque sont ainsi transférés sur le substrat. Il existe trois types de masques :

➤ Masque plastique

L'avantage de ce type de masque est son prix faible ce qui permet de faire des premiers tests avant de valider les motifs correspondants. La faible résolution des motifs associés reste l'inconvénient majeur de ce type de masque. Cette résolution dépend du fabricant, elle est de l'ordre de quelques dizaines de μm pour notre fournisseur.

➤ Masque en Quartz

C'est le haute de gamme des masques, il permet de réaliser des motifs de l'ordre du micron, son inconvénient est son prix très élevé et vu les dimensions de nos motifs, un tel type de masque n'est pas nécessaire.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

➤ Masque verre-chrome (soda lime)

C'est le type de masque largement utilisé dans les laboratoires et même en industrie, les dimensions des motifs réalisables ainsi que son prix attractif, quelques centaines d'euros, nous conduisent à adopter ce type de masque. Cependant plusieurs tests avec un masque plastique avant la réalisation finale du masque verre-chrome seront effectués.

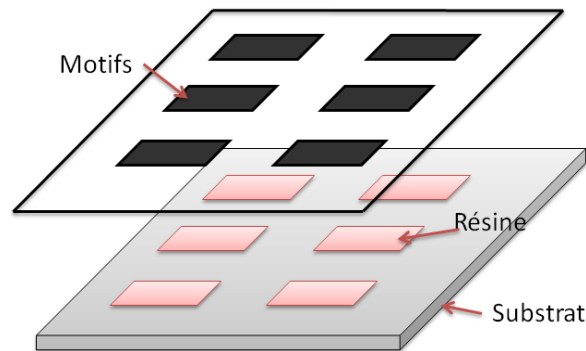


Fig.100 : Principe de masquage en photolithographie

III.2.4.2 Insolateur et/ou aligneur

L'insolateur est le dispositif qui permet d'envoyer les rayons UV sur le substrat et le masque, il est constitué d'une lampe UV, d'un système de refroidissement de la lampe UV, d'un porte substrat et d'un porte masque. L'aligneur est un insolateur complété par un dispositif optique et mécanique d'alignement qui permet d'aligner plusieurs niveaux de masque.

Il existe trois techniques pour réaliser l'insolation [SMSz83] :

- insolation par contact,
- insolation par proximité,
- insolation par projection.

Malgré que l'insolation par contact dégrade le masque, elle est choisie. Selon les travaux de **J.G. Skinner [JGSk73]**, l'insolation par contact est la meilleure technique pour obtenir la meilleure résolution des motifs (Fig.101). Dans notre cas où les motifs de nos dispositifs est de l'ordre de quelques dizaines de micromètres, une très bonne résolution est nécessaire.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

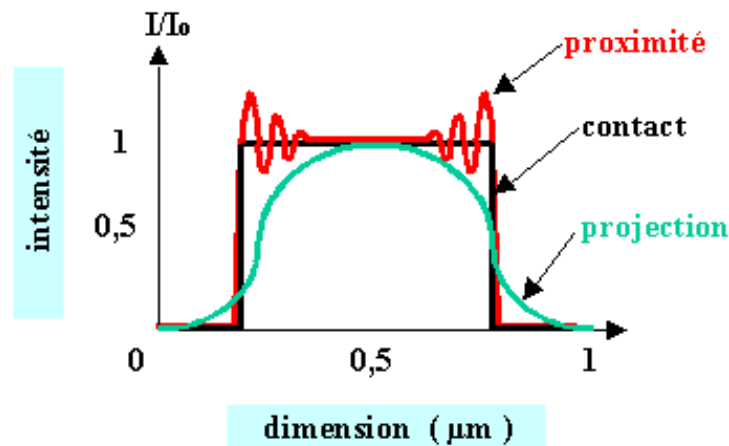


Fig.101 : Comparaison de reproduction de motifs par les trois techniques d'insolation [JGSK73]

La salle blanche de la plateforme technologique dispose d'un insolateur (Set12) et d'un aligneur (Karl Süss). Ces deux aligneurs utilisent la technique d'insolation par contact ce qui nous donne une bonne résolution des motifs. Il est nécessaire de manipuler soigneusement le masque afin d'éviter sa détérioration.

L'insolation dépend fortement de la puissance de la lampe et le temps d'insolation. Dans le tableau 4 on donne les temps d'insolation des résines SPR505 et Su-8 sur les deux aligneurs.

	Temps d'insolation (s)	
	SPR505	Su-8 (10µm)
Set 12	12 s	60 s
Karl Süss	6 s	30 s

Tab.11 : Temps d'insolation des résines

III.2.5 Le 2^{ème} recuit PEB (Post exposure bake)

Ce recuit intervient juste après l'étape d'insolation. Le PEB permet d'accroître la vitesse de rupture macromoléculaire dans la résine et achève la photo-réaction amorcée lors de l'insolation. En plus, le PEB permet de réduire les contraintes mécaniques formées au sein de la résine après le soft bake et l'insolation, ceci permet de réduire les effets de sous-gravure pendant la gravure humide.

Toutefois, ce recuit n'est pas toujours nécessaire comme par exemple dans le cas des résines de type AZ qui ne sont pas amplifiées chimiquement.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

Dans notre procédé, le PEB est réalisé dans un four en salle blanche, les substrats sont recuits pendant 90s à une température de 110°C pour la résine SPR505. Pour la résine Su-8 le PEB est réalisé de la même façon que le recuit soft-bake.

Avant de passer à l'étape suivante de révélation, les substrats doivent être refroidis à température ambiante.

III.2.6 Révélation de la résine

Après refroidissement des substrats, la résine est à révéler afin d'obtenir les motifs. Cette révélation permet de dissoudre et d'enlever les parties de résine non protégées pendant l'insolation pour la résine positive SPR505 et protégées dans le cas de la résine négative Su-8. Les parties qui resteront après la révélation constitueront notre composant qui est le reflet du masque sur la résine.

Cette étape est réalisée dans un bain de révélateur MF319 pour la résine SPR 505 ou Dev-Su-8 pour la résine Su-8, une agitation est recommandée afin d'accélérer le processus de révélation et d'éviter un surdéveloppement. La révélation dure entre 45s et 60s selon l'épaisseur de la résine, un contrôle visuel permet de vérifier la révélation des motifs de résine. Pour arrêter la réaction de révélation, les substrats sont rincés par un jet d'eau avant d'être plongés pendant quelques minutes dans un bain d'eau ultra-pure.

III.2.7 Le 3^{ème} recuit (Hard Bake)

La dernière étape dans le process de photolithographie est le hard bake. Le hard bake est réalisé après le développement afin d'augmenter la stabilité thermique, chimique et physique des motifs de résine. Ce recuit permet d'améliorer les étapes de fabrication qui suivent par exemple l'électrodéposition, le lift-off ou la gravure humide dans notre cas. En effet, le hard bake densifie et augmente l'adhésion de la résine avec le substrat ce qui permettra de limiter la pénétration de la solution gravante sous la résine et causer une mauvaise gravure.

Le hard bake de la résine SPR505 est effectué dans un four pendant 4min à une température de 110°C. Une trop longue durée de recuit à des températures plus élevées pourrait entraîner une fragilisation de la couche de résine par formation de fissure, ou la refusion de la résine et l'impossibilité de l'enlever après la gravure.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

Le hard bake de la résine Su-8 est différent de celui de la résine SPR505, c'est un hard bake spécial qui sera traité dans le paragraphe (§IV.2.1).

III.2.8 Gravure du cuivre

La gravure est la dernière étape dans le procédé de fabrication avant d'obtenir les motifs souhaités. Il existe deux techniques principalement utilisées dans la réalisation des gravures : la gravure sèche et la gravure humide.

La gravure sèche (ou plasma) est basée sur le bombardement de la surface par des ions, avec ou sans une réaction chimique, afin d'enlever les parties non désirées et ainsi obtenir les pistes du transformateur. Cette technique est très largement utilisée dans le domaine de la microélectronique et permet de réaliser des gravures de dimensions très faibles. Cependant la nécessité de matériels spécifiques, la difficulté de mise en œuvre et du contrôle du processus de gravure (contrôle de la gravure) nous mène à choisir une autre technique de gravure.

Au laboratoire LT2C, la gravure humide est choisie afin de réaliser la gravure des dispositifs (inductances et transformateurs). Le process de gravure est très simple en comparaison avec le process de gravure sèche. La gravure humide se fait par une attaque chimique sélective dans une solution aqueuse. Ainsi seul le cuivre à enlever sera attaqué, laissant apparaître les motifs souhaités.

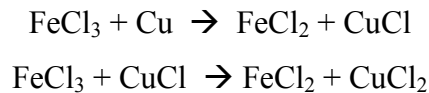
La technique de gravure humide présente plusieurs avantages tels que la possibilité de traitement de plusieurs dispositifs en même temps (un gain de temps considérable), sa très bonne sélectivité et le faible nombre de défauts de gravure engendrés. Cependant elle reste sensible à l'état de la surface et nécessite une agitation afin d'assurer une uniformité de gravure sur toute la surface.

En gravure humide, le cuivre est généralement gravé par plusieurs solutions aqueuses, principalement : l'acide nitrique (HNO_3), acide chlorhydrique (HCL) et persulfate d'ammonium (NH_4). L'inconvénient de ces solutions réside dans leur dangerosité et la nécessité d'une grande protection afin de réaliser la gravure.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

Le choix du laboratoire s'est fixé sur le perchlorure de fer (FeCl_3), ce dernier présente une qualité de gravure acceptable (dans la gamme de plusieurs dizaines de microns) avec des risques beaucoup moins importants que les solutions précédemment citées.

L'attaque du cuivre par le perchlorure de fer (FeCl_3) est une réaction d'oxydoréduction suivant les équations suivantes :



Deux paramètres contrôlent la gravure du cuivre au perchlorure de fer : la concentration de la solution ainsi que la température du bain.

Pour réaliser la gravure, les substrats sont plongés dans un bain de perchlorure de fer. Les tests réalisés au laboratoire ont montré qu'en utilisant une solution de perchlorure de fer diluée à 50% dans l'eau à une température de 30°C , il est possible d'obtenir une bonne qualité des motifs avec des temps de gravure relativement court (approximativement 1 à 2 minutes). Les substrats sont ensuite plongés et rincés abondamment dans un bain d'eau afin d'arrêter le processus de gravure. Les substrats sont ensuite séchés par un flux d'azote.

La qualité de la gravure dépend de la bonne préparation de la solution gravante ainsi que de la bonne préparation des substrats (polissage cf.I.5). Afin d'obtenir une bonne gravure uniforme, les substrats doivent posséder une rugosité faible, aux alentours de 20 nm [Alla10].

III.2.9 Passivation et protection des substrats

Après la gravure, les substrats sont immergés dans l'acétone pendant une durée de 5h afin d'enlever la résine qui constituait le masque de gravure. Après cette étape, les pistes des transformateurs en cuivre sont exposées à l'air, on retrouve le risque d'une oxydation des transformateurs. Pour éviter cette oxydation, on dispose dans le laboratoire de deux techniques de passivation : étamage à froid et dorure.

III.2.9.1 L'étamage à froid

L'étamage à froid est une solution chimique qui permet de déposer une fine couche d'étain (de 100 à 200 nm) d'étain sur les pistes en cuivre. Cette couche de passivation permet d'utiliser les transformateurs beaucoup plus longtemps que sans étamage.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

L'étamage à froid est réalisé dans un récipient en plastique dans lequel on verse la solution d'étamage. Les substrats sont plongés dans le récipient avec une agitation pendant 1 min maximum avant d'être retirés et rincés abondamment dans l'eau courante.

III.2.3.2 *La dorure par galvanoplastie*

Cette technique a été récemment mise en place au laboratoire LT2C dans le cadre des travaux de *Y.D. DARI [YDDa13]*. La galvanoplastie est un procédé qui permet de réaliser un dépôt métallique en exploitant soit les particularités électrochimiques des métaux soit en intensifiant ces derniers par l'application d'un courant électrique continu. Elle utilise le même principe que l'électrolyse. Avant de décrire le processus de dorure un rappel du principe de l'électrolyse est proposé.

➤ *Principe du dépôt électrolytique*

Un système de dépôt électrolytique est composé essentiellement d'une anode constituant le métal à déposer, d'une cathode qui représente la surface à métalliser et un générateur de tension. Le générateur de tension impose un courant entre l'anode et la cathode assurant ainsi la migration des ions (Fig.102). Les ions positifs se dirigent vers la cathode et sont réduits sous forme de métal (couche déposée), les ions négatifs se dirigent vers l'anode et sont oxydés.

Dans notre cas, l'électrolyse est dite électrolyse métallique, la cathode et l'anode sont émergées dans une solution contenant de l'aurocyanure.

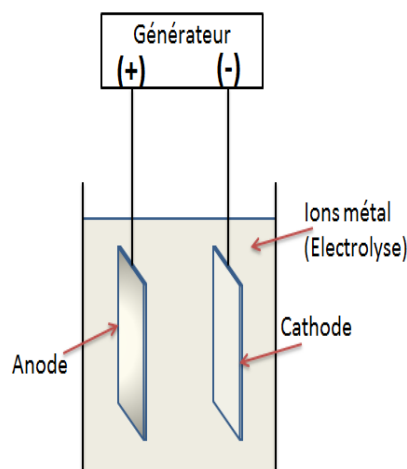


Fig.102 : Principe de l'électrolyse

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

➤ Présentation du matériel de dorure

Le dispositif de galvanoplastie ‘Flash’ disponible au laboratoire permet de réaliser des travaux de dégraissage et de dorure [PoPe13]. Ce système de galvanoplastie (Fig.103) est constitué de deux cuves en verre, une pour la solution de dégraissage et l’autre pour la solution de dorure, déposés sur une plaque chauffante intégrée. Le générateur de tension fourni une tension variable entre 0 et 10 V délivrant un courant entre 0 et 10 A.

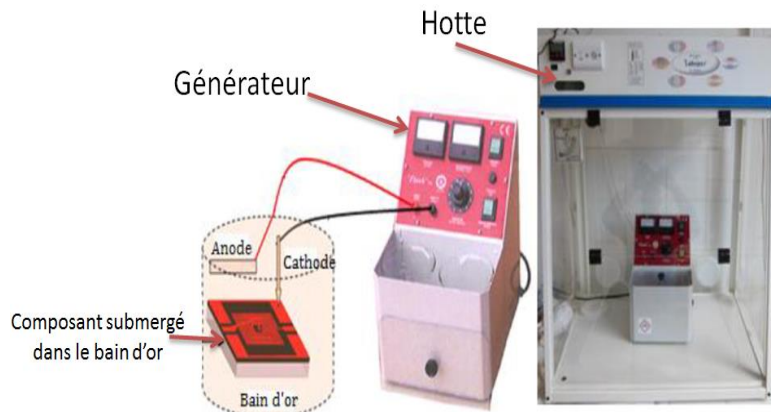


Fig.103 : Appareil de dorure ‘Flash’, LT2C

➤ Etapes de dorure :

Le mode opératoire établi par *Y.D. DARI [YDDa13]* est donné comme suit :

- le nettoyage des composants avant la dorure est obligatoire, ceci permet d’enlever toutes les impuretés ou traces de graisses. Ce nettoyage peut être effectué dans un bain à ultrasons d’acétone ou dans un bain à ultrasons de liquide détergent,
- le bain d’or est chauffé à l’aide de la plaque chauffante intégrée pendant 20-30 min (à environ 30°C), ce chauffage permettra d’accélérer le dépôt électrolytique,
- à l’aide d’un variateur de tension, on fixe la tension à 2,5 Volt,
- la cathode (plaque grillagée) est placée dans le bain électrolytique,
- les composants sont ensuite plongés dans le bain d’or.

Pour effectuer la dorure, à l’aide de la pince porte aiguille reliée à l’anode on effectue un contact avec les différentes pistes en cuivre à dorer. Sur la figure 104, on donne un exemple de dorure d’une inductance planaire. Sur cette inductance, afin de réaliser la dorure, l’aiguille est mise en contact pendant 10 à 15s sur chacune des quatre parties (1, 2, 3, 4) du composant.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

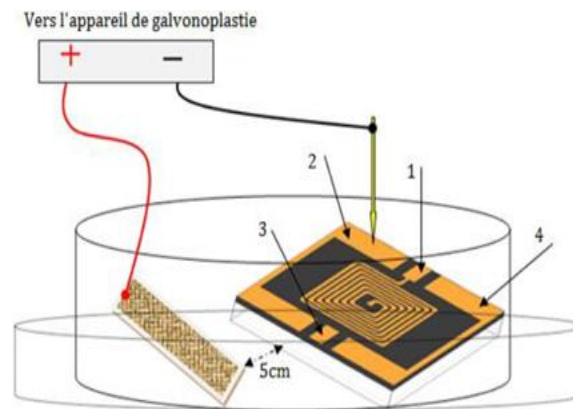


Fig.104 : Dorure d'une inductance par électrolyse [YDDa13]

IV. RÉALISATION DES CONNEXIONS

Classiquement en microélectronique, les connexions entre composants sont réalisées par des bondings. Dans le cas de notre transformateur, les connexions sont à réaliser entre les plots centraux et le plan de masse.

La réalisation des bondings pour les transformateurs est effectuée au laboratoire CIME de Grenoble qui dispose d'une plateforme destinée à la réalisation des interconnexions en microélectronique.

Cependant, cette solution reste limitée pour les dispositifs à une seule couche de matériau magnétique. Pour les dispositifs à deux couches de matériau magnétique, l'ajout de la couche supérieure n'est pas possible en présence du bonding.

Plusieurs solutions ont été explorées au laboratoire : créer une fente ou un trou dans la couche supérieure, ce qui est difficile à réaliser dans des couches très fines de l'ordre de 100 à 500 μm . D'autres solutions comme la création d'une fente dans la couche supérieure ou de couper en deux bandes le matériau magnétique ont aussi été étudiées. Cette dernière solution donne naissance à un entrefer (Fig.105).

Selon notre cahier des charges, l'idéal est de réaliser un transformateur intégré complètement réalisable avec les techniques de fabrication microélectronique en salle blanche. La solution finalement retenue était de réaliser un Air Bridge (ou Via Horizontal) pour relier les plots centraux aux plans de masse.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

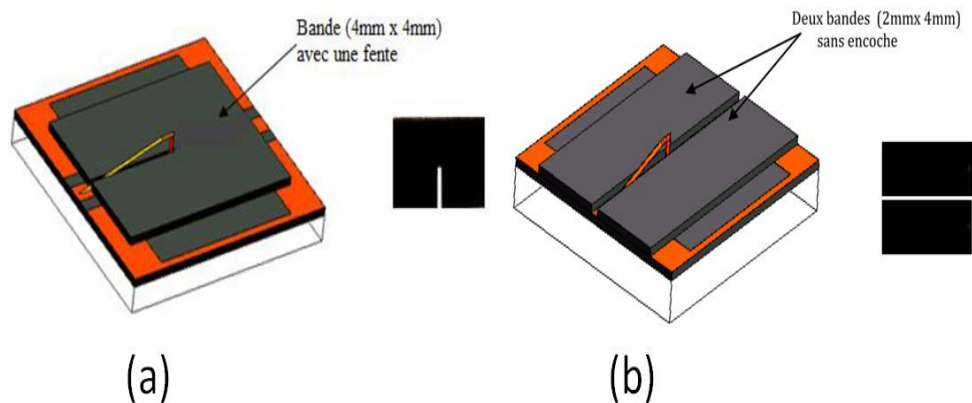


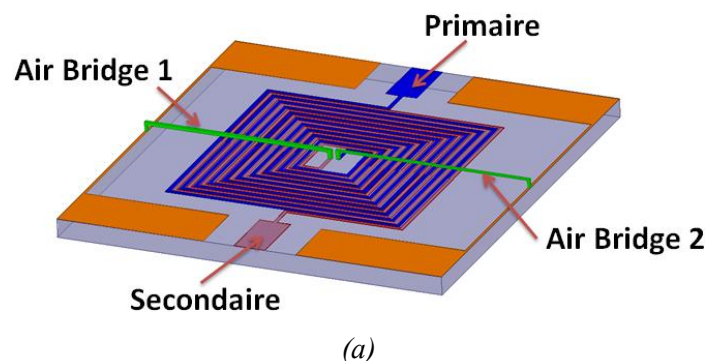
Fig.105 : Solutions pour structure à double couche de YIG [YDDa13]

IV.1 Présentation de l'Air Bridge

Le pont d'air "Air Bridge" ou Via horizontal permet de réaliser la connexion entre les plots centraux et le plan de masse. La figure 106 représente les différents air bridge à réaliser afin de réaliser les connexions, sur la figure 106(a) le premier air bridge relie le plot central du primaire du transformateur entrelacé au plan de masse et le deuxième celui du plot central du secondaire au plan de masse.

Sur la figure 106(b), l'air bridge du transformateur Face-To-Face est le même que celui du transformateur entrelacé, la seule différence est que les deux vias sont réalisés séparément sur deux inductances différentes.

En résumé, on peut dire que le principe de réalisation des connexions (air bridge) est le même pour le transformateur entrelacé ou le Face-To-Face à quelques détails près. Sur le transformateur entrelacé les deux air bridges sont réalisés en même temps sur le même substrat, le même niveau de métal et avec le même masque. Cependant, pour le transformateur Face-To-Face les deux air bridges sont réalisés séparément, sur deux substrats différents avec deux masques différents. Pour cela dans ce qui suit, on décrira le principe de fabrication d'un Air Bridge qui sera valable pour les deux types de transformateur.



CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

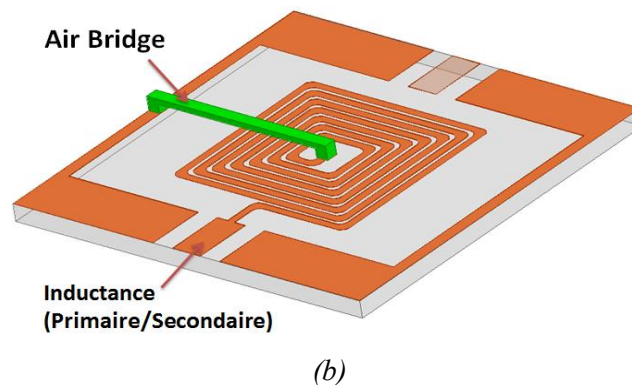


Fig.106: Design de l'Air Bridge
(a) Transformateur entrelacé (b) Primaire du transformateur Face-To-Face

IV.2 Etapes de fabrication d'un Air Bridge (Via Horizontal)

Les étapes de fabrication d'un air bridge ne diffèrent pas des étapes de fabrication du transformateur concernant le dépôt du cuivre par PVD et la photolithographie en salle blanche. Cependant l'air bridge est réalisé sur un deuxième niveau de métal. Ce deuxième niveau de métal doit être réalisé sur une couche d'isolant afin d'éviter un court-circuit. Pour cela la résine Su-8 a été choisie comme support pour notre bridge, le principal problème rencontré est le dépôt du cuivre par PVD sur la résine.

IV.2.1 Dépôt du cuivre par PVD sur la résine Su-8

Comme énoncé auparavant, au laboratoire LT2C la technique de dépôt du cuivre choisie est le dépôt par pulvérisation cathodique RF. Cette technique de dépôt physique est adaptée pour le dépôt sur des substrats dur comme l'alumine (Al_2O_3) et le YIG. La résine Su-8 est un polymère de dureté limitée. Le dépôt sans précaution par PVD du cuivre sur la résine Su-8 entrainera la pénétration des atomes de cuivre dans la résine et par la suite il sera impossible de réaliser l'étape de gravure. Afin de remédier à ce problème, nous avons décidé de densifier la résine par recuit à température élevée et réduire la puissance de dépôt du cuivre.

❖ Plan de travail :

Afin de pouvoir réaliser le dépôt du cuivre par PVD sur la résine Su-8, trois paramètres peuvent être modifiés : température, temps de recuit de la résine Su-8 et puissance de dépôt du cuivre. Une optimisation a été réalisée à partir de ces trois paramètres :

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

- température de recuit : nous avons fait varier la température de recuit de la résine Su-8 : 120, 125, 130, 135, 140, 145 et 150°C,
- temps de recuit : 30, 60, 90 et 120 min,
- puissance de dépôt : 120, 130, 140, 150 et 300 W.

Après plusieurs séries de tests en croisant ces trois paramètres, deux solutions permettent d'obtenir des couches de cuivre de 5 μm et la gravure de celles-ci :

- 1- recuit de la résine Su-8 à une température de 135°C pendant 90 min puis dépôt par PVD avec une puissance de 120 W,
- 2- recuit de la résine Su-8 à une température de 150°C pendant 30 min puis dépôt par PVD avec une puissance de 300 W.

Entre ces deux solutions, la deuxième est retenue. La première solution offre des températures de recuit plus faibles ce qui permet par la suite d'enlever la résine SU-8 pour une deuxième utilisation des substrats en les plongeant dans l'acétone pendant quelques jours. Au contraire, la deuxième solution impose de passer par les étapes de rodage et polissage afin d'enlever la résine Su-8. Mais la basse puissance de dépôt dans le premier cas (120 W) implique une faible vitesse de dépôt 4,5 $\mu\text{m}\cdot\text{h}^{-1}$, contrairement au deuxième cas pour lequel on obtient une vitesse de dépôt de 10 $\mu\text{m}\cdot\text{h}^{-1}$.

V. FABRICATION DU TRANSFORMATEUR ENTRELACE SIMPLE COUCHE

Après avoir décrit toutes les étapes de fabrication des bobinages ainsi que la réalisation de l'air bridge, on s'intéressera à présent à la fabrication du transformateur entrelacé en rappelant la structure et le design du transformateur, les différents masques utilisés et pour terminer nous donnerons le protocole de fabrication.

V.1 Rappel de la structure et design du transformateur entrelacé avec air bridge

Nous rappelons que la structure du transformateur entrelacé est une structure deux fils en main (non symétrique) avec deux bridges qui relient les plots centraux du primaire et secondaire du transformateur aux plans de masse (Fig.107(a)).

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

Pour la structure entrelacée avec double couche, le design reste le même mais une deuxième couche de matériau magnétique est rapportée (Fig.107(b)).

Le transformateur à réaliser comporte une piste de 10 tours. Les dimensions complètes du transformateur sont données dans le tableau (Tab.12).

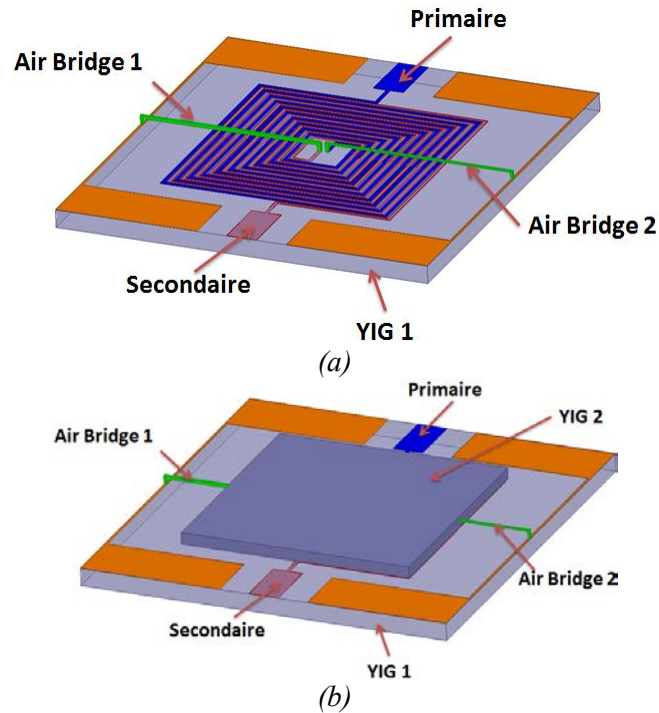
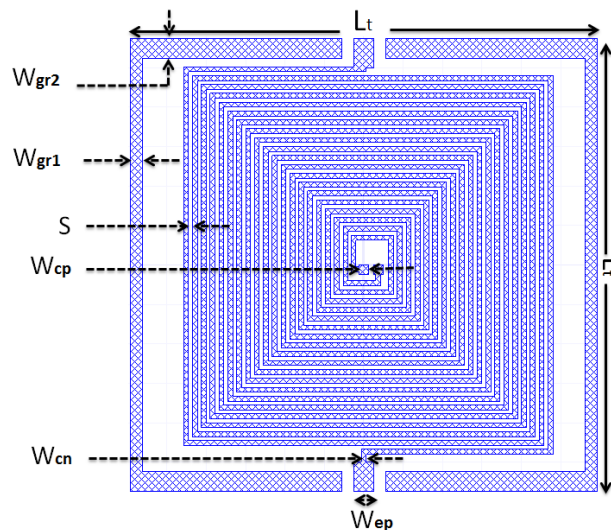


Fig.107 : Design du transformateur entrelacé avec Air Bridge :
(a) avec simple couche de YIG (b) avec double couche de YIG



CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

Paramètre	Désignation	taille (μm)
L_t	Longueur totale	10000
w_{cn}	Largeur des conducteurs	100
S	Espace (S)	100
w_{cp}	Largeur plot central	250
w_{gr1}	Largeur plan de masse 1	130
w_{gr2}	Largeur plan de masse 2	500
w_{ep}	Largeur pad extérieur	500

Tab.12 : Dimensions du transformateur entrelacé

V.2 Réalisation technologique du transformateur entrelacé

Dans ce paragraphe nous rappelons uniquement les étapes de fabrication du transformateur entrelacé simple et double couche avec air bridge (Via Horizontal) précédemment présenté. On commencera d'abord par la présentation des masques utilisés dans la fabrication puis on termine par une description du protocole des différentes étapes de fabrication

V.2.1 Masque de photolithographie

Comme introduit précédemment dans le paragraphe (III.2.4), le masque est utilisé pour réaliser les étapes de photolithographie en salle blanche. Ce masque est réalisé avec le logiciel Ansoft designer [*ANSY13*] sous format (.gds) puis converti en format (.gerber) afin d'être traité par l'entreprise Fercilec [*FERC13*]. Cette entreprise fournit des masques en plastique haute définition avec des motifs allant jusqu'à 100 μm ce qui est raisonnable pour nos dimensions de transformateur (de l'ordre de 100 μm de la largeur de piste).

Sur la figure 108 on retrouve les trois masques nécessaires à la fabrication du transformateur entrelacé.

- Le premier masque (Fig.108(a)) est destiné à la fabrication des enroulements primaire et secondaire. Les dimensions des motifs du masque sont celles données dans le tableau (Tab.12).

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

- Le deuxième masque (Fig.108(b)) est celui destiné à la réalisation d'un deuxième niveau de métal. En effet, ce masque sert à réaliser les ouvertures dans la couche de résine Su-8 permettant de créer un deuxième niveau de métal. Les ouvertures permettent par la suite de relever les plots centraux, les plots extérieurs ainsi que le plan de masse au deuxième niveau de métal.

- Le troisième masque (Fig.108(c)) est celui qui servira à réaliser l'air bridge. Il permet de masquer les plots centraux, extérieurs et le plan de masse sur le deuxième niveau de métal.

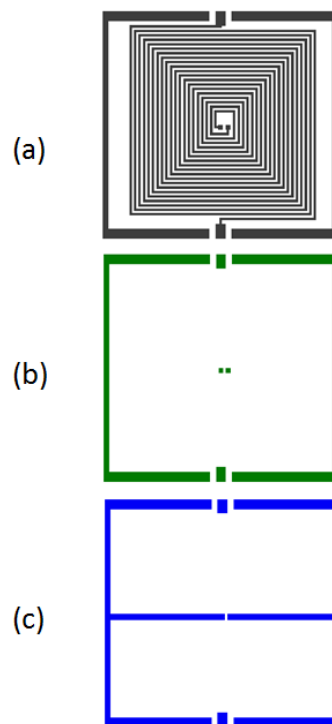




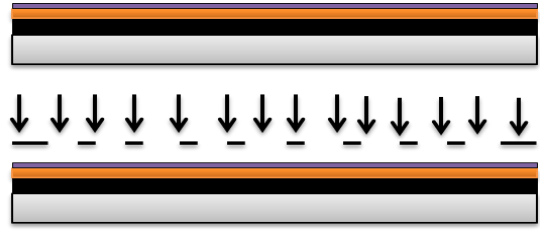

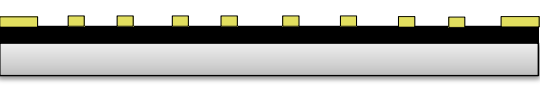
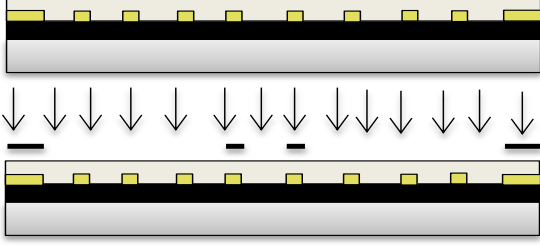
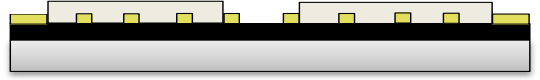
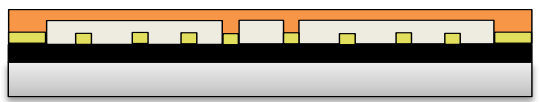
Fig.108 : Les trois masques utilisés dans la fabrication du Transformateur entrelacé

V.2.2 Etapes technologiques de la fabrication du transformateur entrelacé avec Air Bridge (Via Horizontal)

Après avoir effectué la présentation des masques de photolithographie dans le paragraphe précédent, on passe maintenant à la fabrication du transformateur. Pour cela on fait appel aux techniques de fabrications détaillées dans les paragraphes I, II et III.

Sur la figure 109 on donne le protocole de toutes les étapes de fabrication, le résultat de la fabrication du transformateur entrelacé avec bridge est donné figure 110 :

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

<p>Préparation des substrats : Collage, Sciage, Rodage, polissage.</p>	
<p>Dépôt du cuivre N°1 -Dépôt 5 μm de cuivre. -Puissance de dépôt 300 W.</p>	
<p>Photolithographie N°1 -Résine SPR 505. -Masque Fig.21 (a).</p>	
<p>Gravure du cuivre N°1</p>	
<p>Passivation N°1 -Dorure</p>	
<p>Photolithographie N°2 -Résine Su-8. -Masque Fig.21(b).</p>	
<p>Recuit de la résine Su-8 -Température : 150°C. - Temps : 30 min.</p>	
<p>Dépôt du cuivre N°2 -Dépôt de 5-7 μm de cuivre -Puissance de dépôt 300 W.</p>	

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

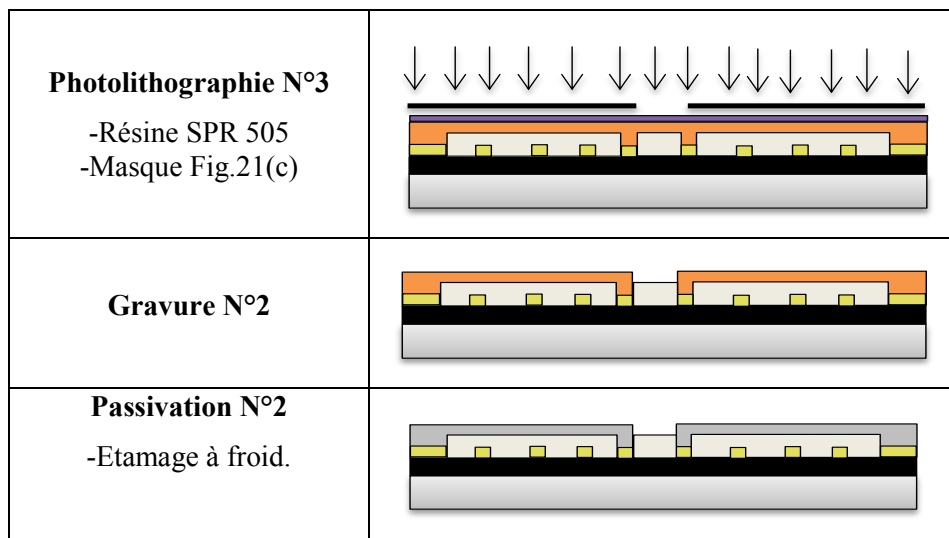


Fig.109 : Flowchart de la fabrication du transformateur entrelacé avec Air Bridge

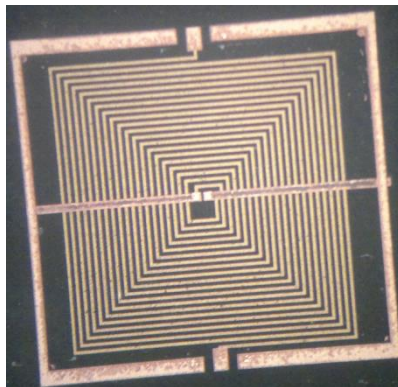


Fig.110 : Photographie du transformateur entrelacé avec "Air Bridge".

VI. FABRICATION DU TRANSFORMATEUR ENTRELACE DOUBLE COUCHE

Avec la réalisation de l'Air Bridge à la place du bonding, le transformateur double couche devient relativement facile à fabriquer, uniquement un report d'une deuxième couche de ferrite sur le dessus du transformateur entrelacé simple couche est à réaliser.

VI.1 Sciage de la couche supérieure

Cette étape est identique à celle de la préparation des substrats pour dépôt de cuivre avec les étapes de collage, rodage et polissage, la seule différence réside dans l'utilisation de la colle "Baume du Canada" nécessaire pour décoller la couche de ferrite par la suite. Les

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

couches supérieures sont rodées et polies aux mêmes épaisseurs que les couches inférieures (300 et 500 μm).

Le sciage de la couche supérieure est réalisé différemment du sciage de la couche inférieure. L'ensemble verre + ferrite est découpé en petits carrés de côté 10 x 10 mm² afin de réaliser la seconde couche à rapporter sur le transformateur entrelacé (Fig.111).

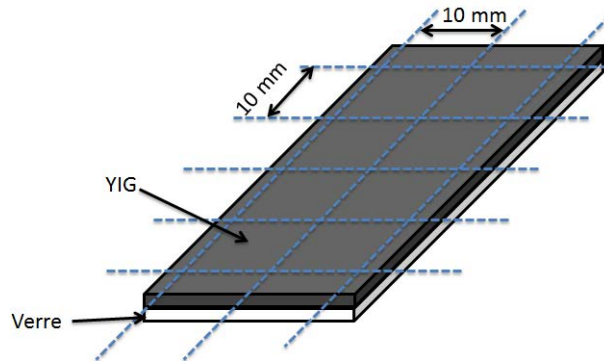


Fig.111 : Découpe de la couche supérieure du YIG

VI.2 Positionnement de la couche supérieure sur le transformateur entrelacé

Après la découpe de la couche supérieure, on doit ensuite positionner précisément cette dernière sur le transformateur entrelacé. Un dispositif a été mis en place dans le laboratoire LT2C (Fig.112), il permet à l'aide d'un micro manipulateur de porter et déplacer des couches magnétiques de faibles dimensions.

Avant de positionner la couche supérieure sur le transformateur, une petite goutte de baume de Canada est étalée sur la surface de la couche supérieure afin de garantir la cohésion avec le composant. Le résultat du transformateur entrelacé à double couche de YIG obtenu est donné sur la figure 113.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

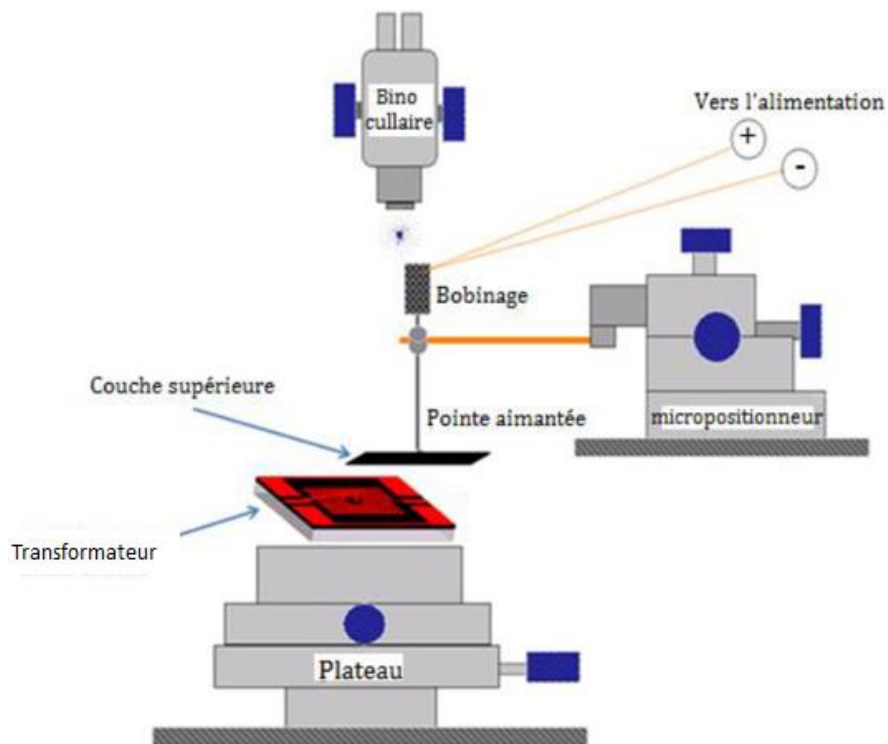
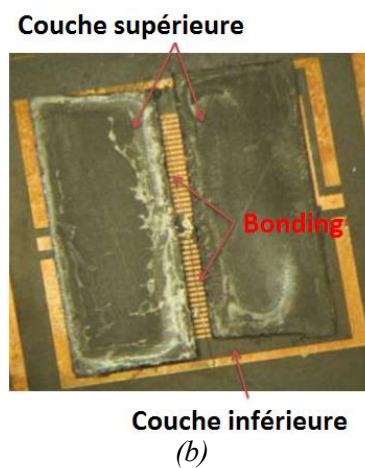
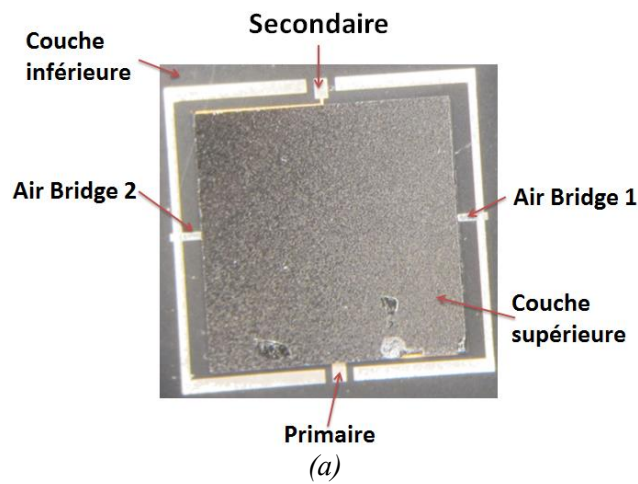


Fig.112 : Micromanipulateur de positionnement des couches supérieures [YDDa13]



CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

*Fig.113 : Photographie du transformateur entrelacé double couche
(a) avec Air Bridge (b) avec Bondings*

VII. FABRICATION DU TRANSFORMATEUR FACE-TO-FACE

Dans ce paragraphe on présentera les différentes étapes de fabrication du transformateur Face-To-Face. Puisque la fabrication du transformateur Face-To-Face diffère peu de celle du transformateur entrelacé, on ne détaillera pas toutes les étapes précédemment présentées et on se limitera à détailler uniquement les étapes qui ne sont pas communes.

VII.1 Rappel de la structure et du design du transformateur Face-To-Face

Le transformateur Face-To-Face est constitué de deux inductances mises en regard (Fig.114). Cette structure contrairement à celle du transformateur entrelacé est impossible à réaliser avec des bondings. Afin de pouvoir réaliser les mesures sous pointes, les plots centraux des deux inductances sont donc reliés aux plans de masse par l'intermédiaire de bridges.

Les deux inductances composant le transformateur Face-To-Face sont réalisées chacune séparément sur un substrat de ferrite, elles sont composées de 10 tours avec des largeurs de piste de 125 μm , toutes les dimensions sont données dans le tableau 13.

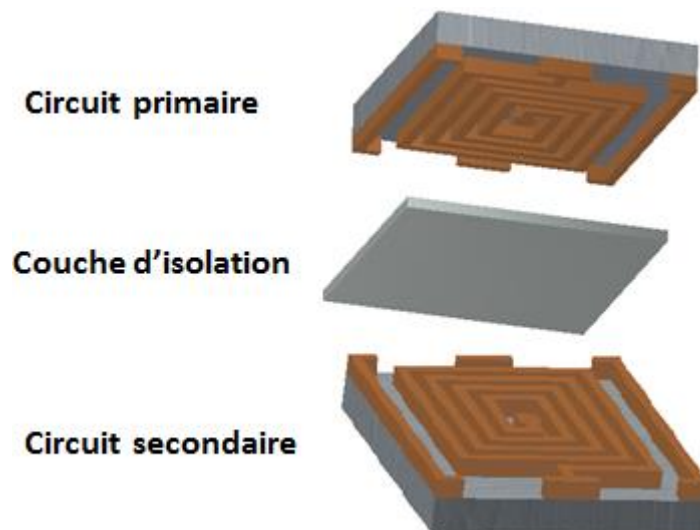
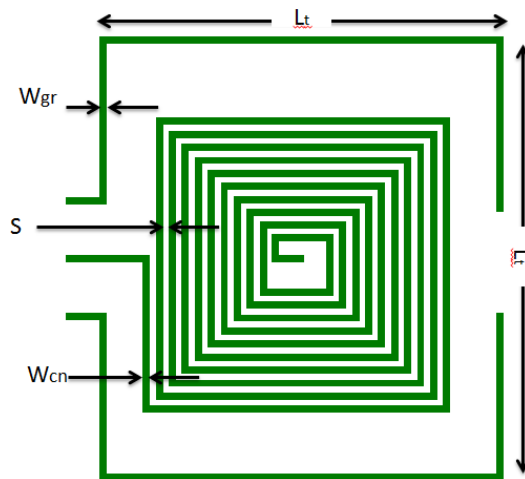


Fig.114 : Structure éclatée du transformateur Face-To-Face

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR



Paramètre	Désignation	taille (μm)
L_t	Longueur totale	7000
w_{cn}	Largeur des conducteurs	100
S	Espace (S)	100
w_{gr}	Largeur Plan de masse	125

Tab.13 : Dimensions du transformateur Face-To-Face

VII.2 Réalisation technologique du transformateur Face-To-Face

Dans ce paragraphe nous donnons les étapes de fabrication du transformateur Face-To-Face sans détailler les étapes de dépôt de cuivre et salle blanche. Nous mettons l'accent sur les trois grandes étapes de fabrication résumées figure 115 : fabrication du primaire et du secondaire, réalisation de la couche d'isolation et assemblage final.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

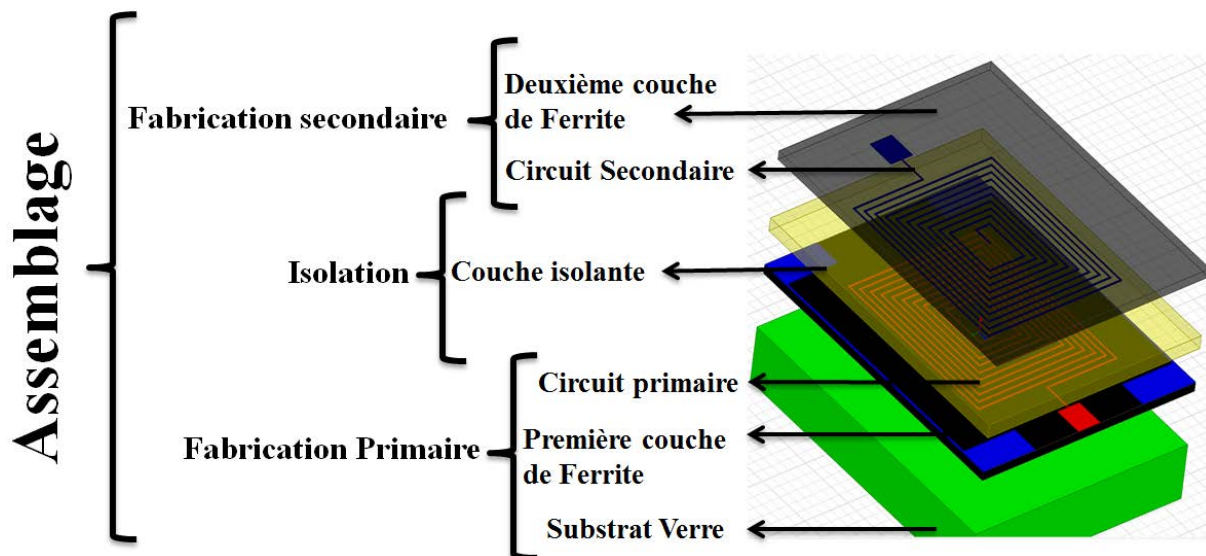


Fig.115: Etapes de fabrication du transformateur Face-To-Face

VII.2.1 Masque de photolithographie

La structure est composée de deux inductances séparées ; deux séries de masques sont nécessaires, chaque série se composant de trois masques afin de réaliser les deux niveaux de métal. L'objectif après la réalisation du bridge est de ramener tous les accès au même niveau de métal.

Sur la figure 116 on retrouve les deux séries de masques, à gauche pour le circuit primaire et à droite pour le circuit secondaire :

- Le premier masque (Fig.116(a)) est destiné à la fabrication de l'enroulement primaire et secondaire. On retrouve sur ce masque l'inductance constituant le primaire, le secondaire et les pads qui permettent de rapporter les connexions du secondaire au niveau du primaire.

- Le deuxième masque (Fig.116(b)) sert à réaliser les ouvertures pour la réalisation du deuxième niveau de métal. Ces ouvertures sont réalisées dans la couche de résine négative Su-8

- Le troisième et dernier (Fig.116(c)) masque sert pour la réalisation du bridge reliant les plots centraux du primaire/secondaire aux plans de masse afin de ramener les pads au deuxième niveau de métal.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

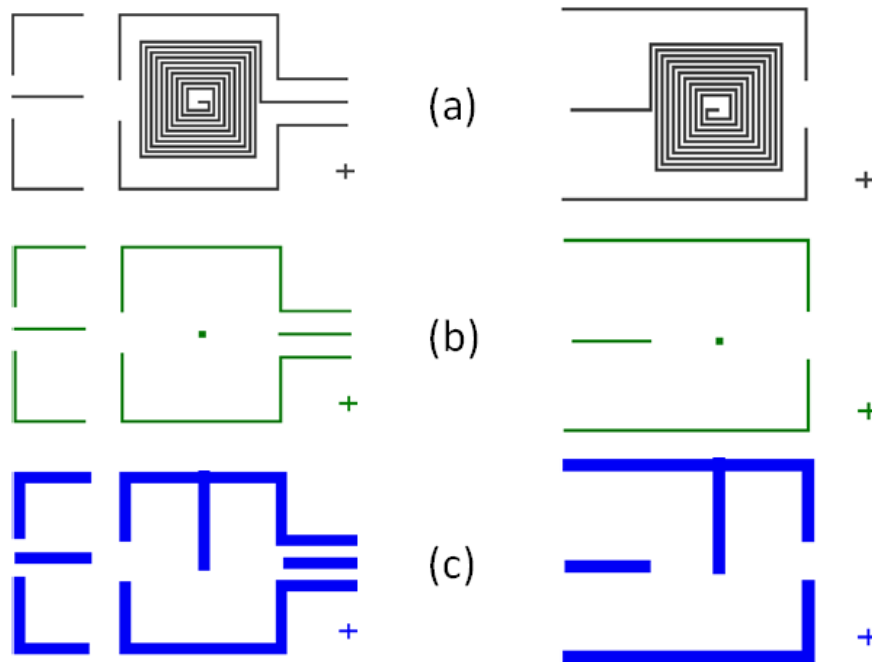


Fig.116 : Masque de photolithographie du transformateur Face-To-Face

VII.2.2 Etapes technologiques de la fabrication du transformateur Face-To-Face avec Air Bridge (Via Horizontal)

La réalisation du primaire et du secondaire est identique dans toutes ces étapes, donc on ne donnera que le flowchart de la fabrication d'un seul circuit (Fig.117) (les détails des étapes de fabrication sont donnés dans le paragraphe III.4), cependant on détaillera plus particulièrement l'assemblage du transformateur Face-To-Face.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

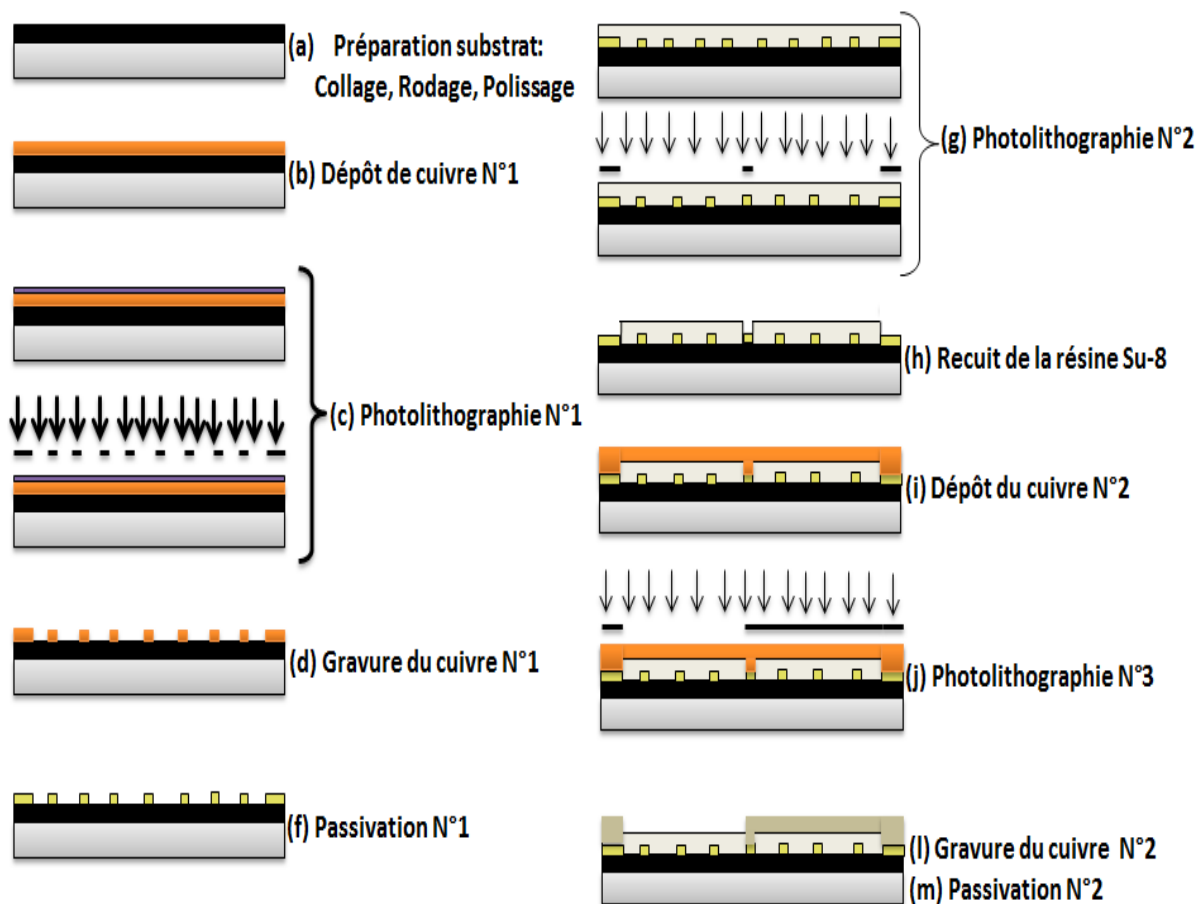


Fig.117 : Flowchart de la fabrication du circuit primaire/secondaire

VII.2.3 Assemblage du transformateur Face-To-Face

L'assemblage du transformateur Face-To-Face est la dernière étape dans le protocole de fabrication de ce composant. Cet assemblage permet de mettre en regard les deux circuits (primaire et secondaire) fabriqués séparément afin d'obtenir le transformateur.

VII.2.3.1 Technique d'assemblage Flip Chip

En microélectronique, la technique la plus connue dans l'assemblage de circuits rapportés est le *flip chip* [TeIn05]. Cette technique mise au point par la société IBM en 1960 est basée sur le retournement de la puce et sa soudure directement par l'intermédiaire de *Bump* préfabriqués [DaPe06]. Pour des raisons de coût et de moyen disponible au laboratoire LT2C, cette technique est écartée et remplacé par la technique d'assemblage par brasage.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

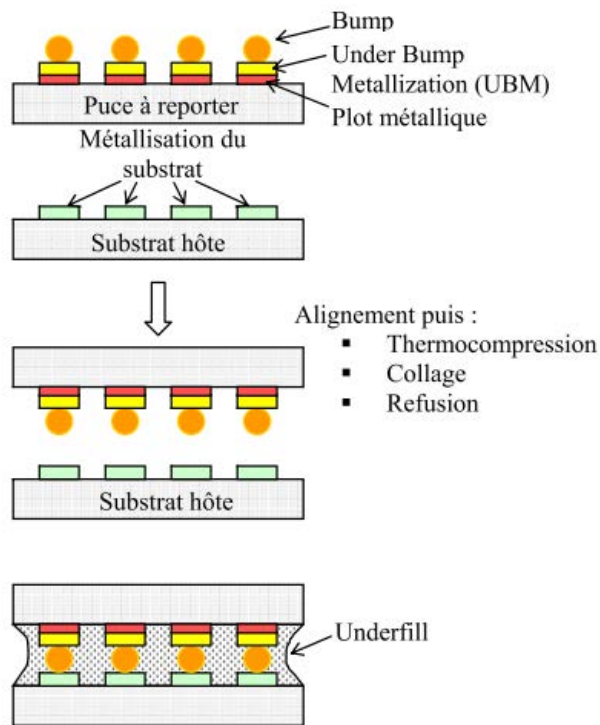


Fig.118 : Technique d'assemblage par flip-chip [DaPe06]

VII.2.3.2 Assemblage par brasage :

Par définition, l'assemblage par brasage est une technique qui permet d'assembler deux matériaux par l'intermédiaire d'un alliage possédant une température de fusion inférieure à celle des deux matériaux à assembler. De ce fait, l'assemblage par brasage est une technique qui est principalement utilisée dans le packaging de composants [BCHK09] mais correspond aussi à notre concept d'assemblage du transformateur Face-To-Face. Dans ce paragraphe nous présentons le matériel utilisé ainsi que les étapes d'assemblage.

VII.2.3.3 Matériel utilisé dans l'assemblage par brasage :

Le matériel utilisé dans l'assemblage par brasage disponible au laboratoire LT2C est celui fourni par Cif [Cif013]. Il est constitué d'un doseur manuel sous pression qui débite un alliage de plomb et étain, une station de positionnement manuelle équipée d'une caméra avec un angle d'affichage de 45° et un four de fusion (Fig.119).

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR



Doseur manuel



Station de positionnement



Four de refusion

Fig.119 : Matériel de brasage Cif [Cif013]

VII.2.3.4 Paramètres de brasage :

Pour cette technique, les deux paramètres qui contrôlent la qualité du brasage sont la température et le temps de refusion. Suivant la pâte d'alliage utilisée dans le brasage, les températures et temps de refusion changent. Il existe deux types d'alliage : avec et sans plomb.

Alliage sans plomb (Sn96.5Ag3Cu0.5) : est un alliage composé de 96.5% d'étain, 3% d'argent et 0.5% de cuivre avec une température de fusion de 217°C.

Alliage avec plomb (Sn62Pb36Ag2) : est un alliage composé de 62% d'étain, 36% de plomb et 2% d'argent avec une température de fusion de 178°C.

Sur la figure 120 nous donnons le profil de refusion, ce dernier relativement approximatif, est à adapter selon les conditions de manipulation et les composants à braser. Dans notre cas où les températures très élevées doivent être évitées, on a utilisé l'alliage avec plomb avec une température de fusion de 178°C.

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

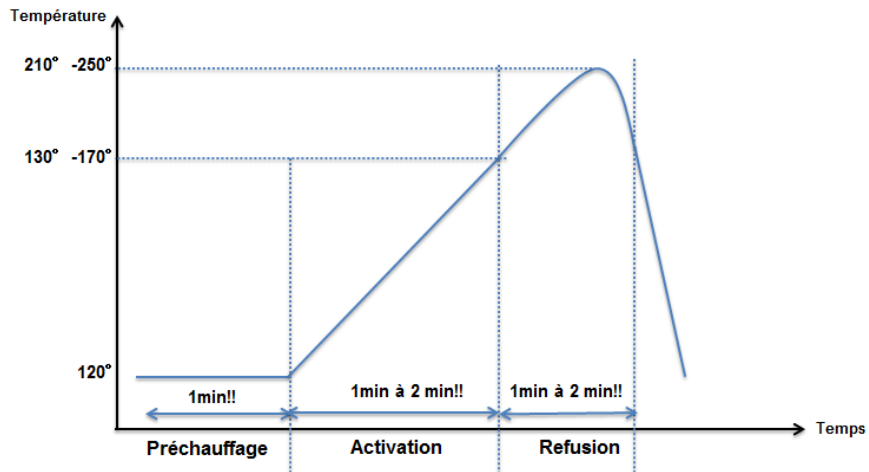


Fig.120 : Profil de refusion (alliage avec et sans plomb)

Les résultats de brasage sont donnés dans la figure 121 avec le transformateur Face-To-Face assemblé.

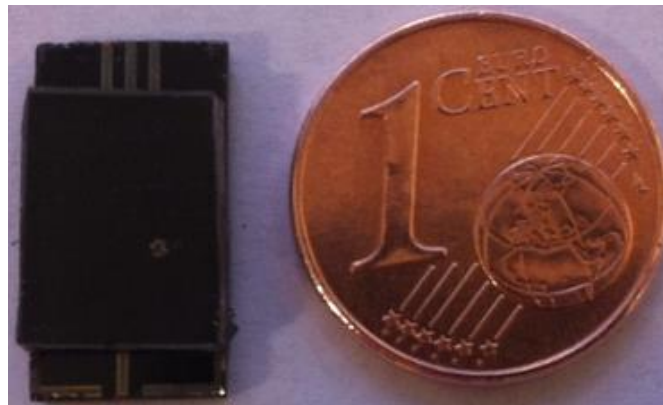


Fig.121 : Le transformateur Face-To-Face assemblé

CHAPITRE IV : FABRICATION TECHNOLOGIQUE DU TRANSFORMATEUR

CONCLUSION

À la fin de ce chapitre deux structures de transformateurs ont été réalisées : entrelacé (simple et double couche de matériau magnétique) et Face-To-Face.

Afin de réaliser les deux transformateurs de très nombreuses étapes technologiques ont été nécessaires :

- préparation des substrats,
- dépôt de la couche conductrice par PVD,
- réalisation des motifs par les techniques de photolithographie,
- gravure humide de la couche conductrice,
- passivation

Ces différentes étapes pour la réalisation des bobinages des transformateurs ont été décrites de façon détaillées. Pour finaliser la fabrication, une dernière série d'étapes technologiques consiste en la réalisation des connexions en remplacement de bondings classiquement utilisés, les différentes étapes technologiques ont également été décrites avec précision :

- dépôt de résine épaisse,
- réalisation des ouvertures,
- dépôt cuivre et photolithographie pour la réalisation des connexions,
- Assemblage.

Ce travail a demandé des très nombreuses séances de salle blanche, la mise au point de nouveaux procédé pour le laboratoire. Il s'agit d'un travail nécessitant beaucoup de patience et de minutie.

CHAPITRE V :
CARACTÉRISATION ET
EXTRACTION DES PARAMETRES
DU MODELE DU
TRANSFORMATEUR

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

SOMMAIRE

INTRODUCTION	156
I. MOYEN DE MESURE BASSE FREQUENCE	157
I.1 Description du banc LCRmètre	157
I.2 Principe de mesure	158
I.3 Compensation et erreurs (câbles et pointes)	159
II. MOYEN DE MESURE HAUTE FREQUENCE	159
II.1 Principe de fonctionnement de l'Analyseur Vectoriel de Réseaux	160
II.2 Analyseur Vectoriel de Réseaux ZVA67 du laboratoire LT2C	161
II.3 Calibrage de l'Analyseur Vectoriel de Réseaux	162
II.3.1 Erreurs de mesures	162
II.3.2 Calibrage de l'Analyseur de Réseaux	163
III. EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR	164
III.1 Caractérisation basse fréquence	165
III.2 Caractérisation haute fréquence	167
III.2.1 Transformateur entrelacé simple couche :	168
III.2.2 Transformateur entrelacé double couche	172
III.2.3 Le transformateur Face-To-Face	178
III.3 Comparaison entre les structures réalisées	183
CONCLUSION	184

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons détaillé les étapes de fabrication de nos composants : transformateur entrelacé et transformateur Face-To-Face. Pour chacune de ces deux structures, nous avons fabriqué des transformateurs avec deux épaisseurs différentes de matériau magnétique (YIG) : 300 μm et 500 μm .

Ce chapitre est consacré à la caractérisation des composants réalisés. Pour cela deux moyens de mesure sont utilisés : Un LCRmètre et un Analyseur Vectoriel de Réseaux. Avant d'extraire les paramètres du transformateur, nous allons tout d'abord pour chacun des moyens de mesure utilisés présenter : le principe de mesure, les erreurs de mesures, et le calibrage.

Dans une première étape, une caractérisation au LCRmètre dans la bande de fréquence [20 Hz – 600 kHz] sera présentée. Cette caractérisation permet d'extraire les valeurs de l'inductance propre du primaire / secondaire et de la résistance des enroulements.

La deuxième étape de caractérisation sera effectuée à l'Analyseur Vectoriel de Réseaux qui permet d'obtenir les paramètres S_{ij} et Z_{ij} du composant. Pour l'extraction, nous utiliserons le modèle et le programme Matlab développé par K.YOUSSOUF dans sa thèse tout en se limitant uniquement aux paramètres définis par le cahier des charges dans la bande de fréquence [2 MHz – 20 MHz] :

- bande passante du transformateur,
- résistance des enroulements r_1 et r_2 ,
- inductance magnétisante L_F ,
- facteur de couplage k ,
- capacité inter-bobinage C_{12} .

A la fin du chapitre, un tableau récapitulatif regroupant les paramètres des transformateurs caractérisés sera donné et les valeurs seront comparées au cahier des charges.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

I. MOYEN DE MESURE BASSE FRÉQUENCE

Au laboratoire LT2C, la caractérisation des dispositifs dans la bande de fréquence 20 Hz – 1 MHz est réalisée à l'aide d'un LCRmètre 4284 A.

I.1 Description du banc LCRmètre

Un LCRmètre est composé de trois blocs qui sont définis sur le schéma fonctionnel de la figure 122 :

- Le premier bloc est un générateur/oscillateur qui permet d'exciter le dispositif à caractériser (DST).
- Le deuxième bloc est constitué du dispositif ainsi que des câbles et pointes permettant de relier le DST au générateur/oscillateur.
- Le dernier bloc est le pont auto-équilibré qui permet d'imposer une masse virtuelle pour la mesure vectorielle des grandeurs V et I.

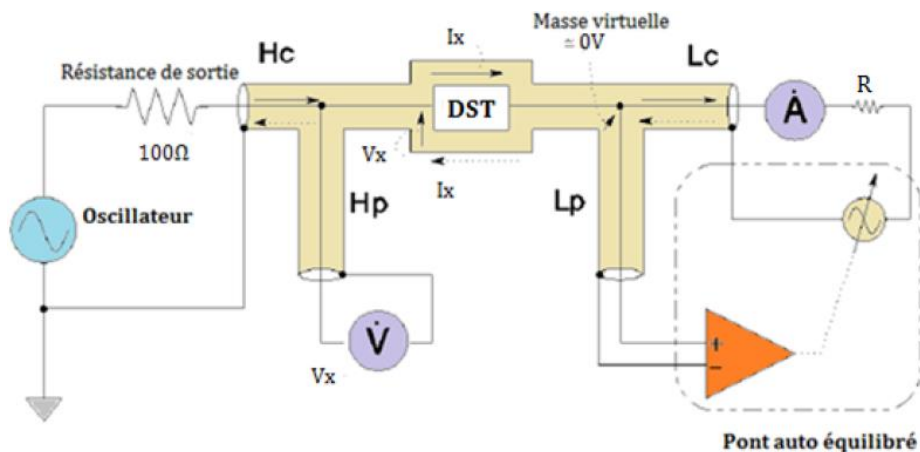


Fig.122 : Schéma fonctionnel du LCRmètre [AgTe13][YDDa13]

Le banc utilisé au laboratoire LT2C est donné figure 123.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

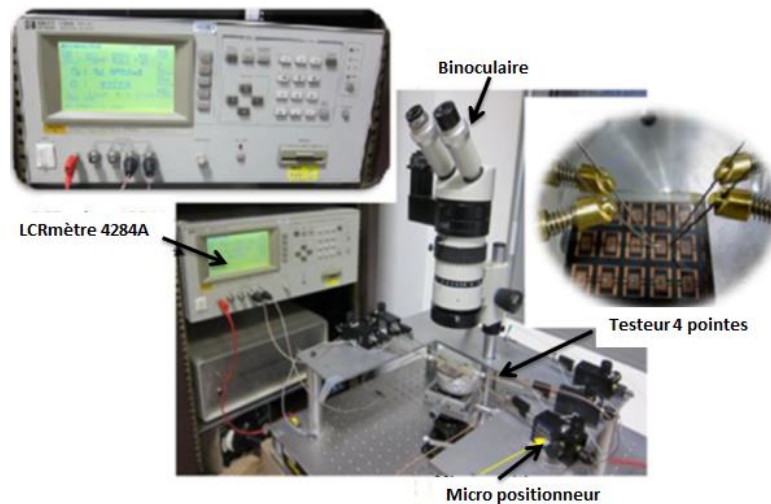


Fig.123 : LCRmètre 4284A utilisé au laboratoire LT2C [YDDa13].

I.2 Principe de mesure

Ils existent plusieurs techniques utilisées pour la mesure des impédances et cela en fonction de la gamme de fréquences, de la précision des mesures, de la simplicité de la mise en œuvre etc... [AgTe03][XaMa06]. Dans notre cas (*LCRmètre 4284*), la méthode de mesure repose sur la technique du “Pont Auto-équilibré” dont nous présentons ici son principe.

La technique du Pont auto-équilibré n’est pas exclusive aux mesures en basse fréquence, elle est aussi largement utilisée dans les mesures en moyenne fréquence et notamment dans les impédancemètre. En basse fréquence, la conversion I-V est assurée par un montage à amplificateur opérationnel, tandis qu’en moyenne fréquence cette conversion devient moins précise à cause des performances limitées de l’amplificateur. Pour cela en moyenne fréquence, l’amplificateur opérationnel simple est remplacé par un amplificateur ayant un très grand produit gain-bande passante.

Le schéma de principe de la méthode du pont auto-équilibré est présenté sur la figure 124. Le composant sous test est traversé par un courant I_1 opposé au courant traversant la résistance R . Le rôle de l’amplificateur est de créer une masse virtuelle en maintenant le potentiel au point Low (L) proche de zéro. De ce fait et à l’équilibre on obtient la relation suivante :

$$\frac{V_1}{Z_{DST}} + \frac{V_2}{R} = 0$$

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

A partir de cette équation on obtient alors l'impédance du DST :

$$\underline{Z}_{DST} = \frac{-V_1 R}{V_2}$$

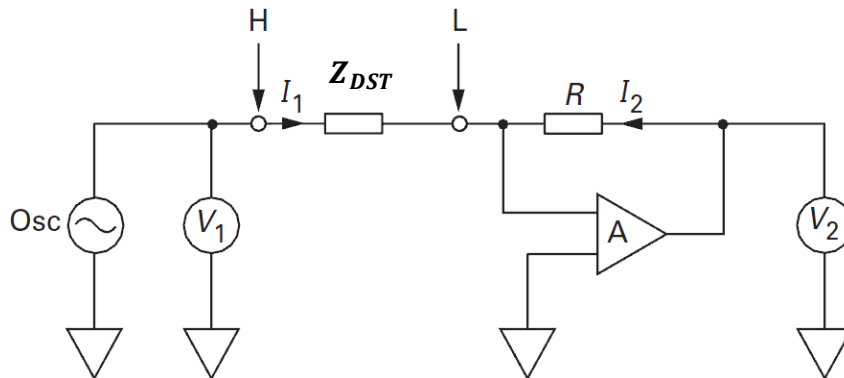


Fig.124 : Schéma du principe du Pont auto-équilibré [AgTe06]

I.3 Compensation et erreurs (câbles et pointes)

Lors de l'utilisation du LCRmètre, plusieurs erreurs peuvent altérer la mesure. Afin de minimiser les erreurs, une compensation est nécessaire. Sur le LCRmètre, trois standards sont disponibles :

- Open : Permet de supprimer les parasites lors d'une mesure en parallèle (ex : réduire la conductance en parallèle avec le DST).
- Short : Permet de supprimer les impédances résiduelles en série avec le DST.
- Load : Permet de supprimer les erreurs dues à la réflexion dans les câbles. Cette correction est souvent utilisée pour des structures complexes.

Pour la caractérisation de nos dispositifs, un calibrage utilisant les standards open et short a été mis en œuvre à différentes fréquences (10 kHz, 50 kHz et 100 kHz).

II. MOYEN DE MESURE HAUTE FRÉQUENCE

En haute fréquence, les mesures sont effectuées à l'aide d'un Analyseur Vectoriel de Réseaux. Dans les paragraphes suivants, nous présenterons le principe de fonctionnement de l'Analyseur Vectoriel de Réseaux, la technique de mesure, la description de l'appareil disponible au laboratoire LT2C et finalement la méthode de compensation et de calibrage.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

II.1 Principe de fonctionnement de l'Analyseur Vectoriel de Réseaux

Le principe d'un analyseur vectoriel de réseaux consiste à exciter le DST par un de ses accès à l'aide d'un signal sinusoïdal d'amplitude constante et de fréquence variable, puis de mesurer les signaux réfléchis et transmis (en module et phase) par le DST. En excitant successivement le DST par les différents accès, on obtient les paramètres de dispersion $[S]$ du DST.

➤ Rappel sur les paramètres S

Considérant un quadripôle Q sous test (Fig.125), ce quadripôle est alimenté par une source, d'impédance Z_s , via une ligne possédant une impédance caractéristique Z_c . A la sortie, le quadripôle est chargé par une impédance Z_L via une ligne d'impédance caractéristique Z_c .

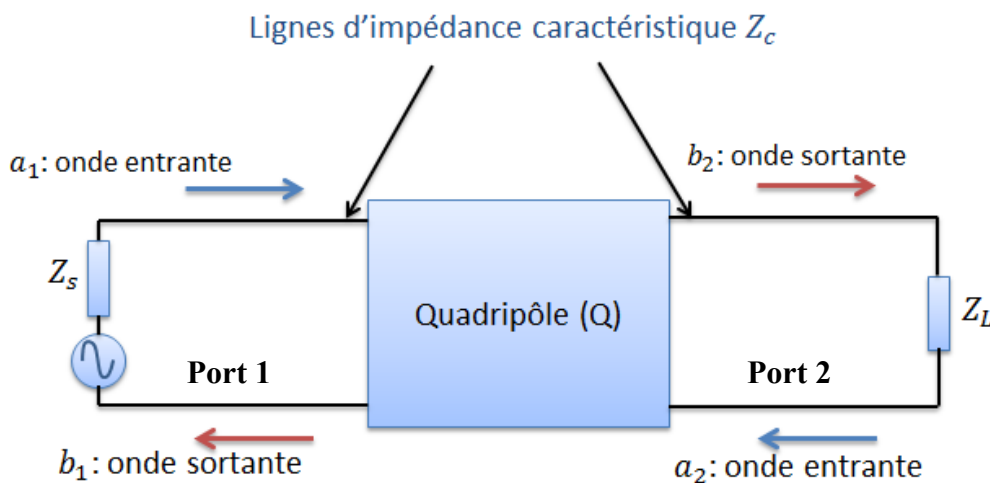


Fig.125 : Représentation des ondes entrantes et réfléchies sur un quadripôle.

A cause des impédances quelconques en entrée et en sortie du quadripôle, ce dernier se trouve désadapté par rapport aux lignes de transmission, généralement de valeurs 50Ω [JPKe09]. De ce fait, des ondes réfléchies existent à l'entrée et à la sortie du quadripôle. La relation liant les ondes incidentes (a_1, a_2) aux ondes réfléchies (b_1, b_2) est donnée sous la forme [DaCo02]:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

Où :

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

$S_{11} = \frac{b_1}{a_1}$ lorsque $a_2 = 0$: Ce rapport correspond au coefficient de réflexion sur le port 1, il représente la fraction d'énergie réfléchiée par le quadripôle.

$S_{12} = \frac{b_1}{a_2}$ lorsque $a_1 = 0$: S_{12} représente le facteur de transmission du port 2 vers le port 1.

$S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$ lorsque $a_2 = 0$: S_{21} représente le facteur de transmission du port 1 vers le port 2.

$S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$ lorsque $a_1 = 0$: S_{22} représente le coefficient de réflexion sur le port 2.

II.2 Analyseur Vectoriel de Réseaux ZVA67 du laboratoire LT2C

Le laboratoire LT2C dispose d'un Analyseur vectoriel de Réseaux ZVA67 RHODE & SCHWARZ permettant de mesurer le module et la phase. Le banc de mesure est constitué de deux blocs (Fig.127) :

1- L'Analyseur vectoriel R&S ZVA67 comprenant les 4 parties définies ci-après [MiHi07] (Fig.126) :

- La source RF fournissant le signal de test haute fréquence de 10 MHz à 67 GHz.
- Le module de séparation des signaux : Il sépare le signal en deux parties (référence et test) à l'aide d'un coupleur.
- Le récepteur comprenant des mélangeurs, des multiplexeurs, des filtres, des amplificateurs et des détecteurs à fréquences intermédiaires.
- Le module de traitement ainsi que l'interface de communication externe.

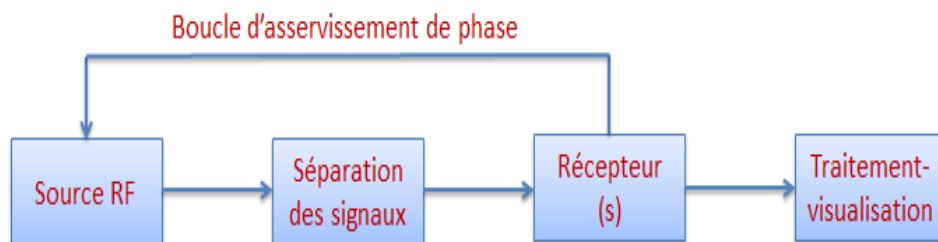


Fig.126 : Constitution d'un Analyseur de réseau [MiHi07]

2- Le testeur sous pointes (PM5) : Ce testeur muni d'une loupe binoculaire permet le positionnement des pointes sur le DST afin d'assurer un bon contact.

En plus de l'Analyseur vectoriel de Réseaux ZVA67 RHODE & SCHWARZ permettant de faire des mesures dans la bande de fréquence [10 MHz – 67 GHz], des

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

mesures complémentaires ont été effectuées avec l'analyseur de réseaux vectoriel *Agilent N9923 A* dans la bande [2 MHz – 200 MHz].

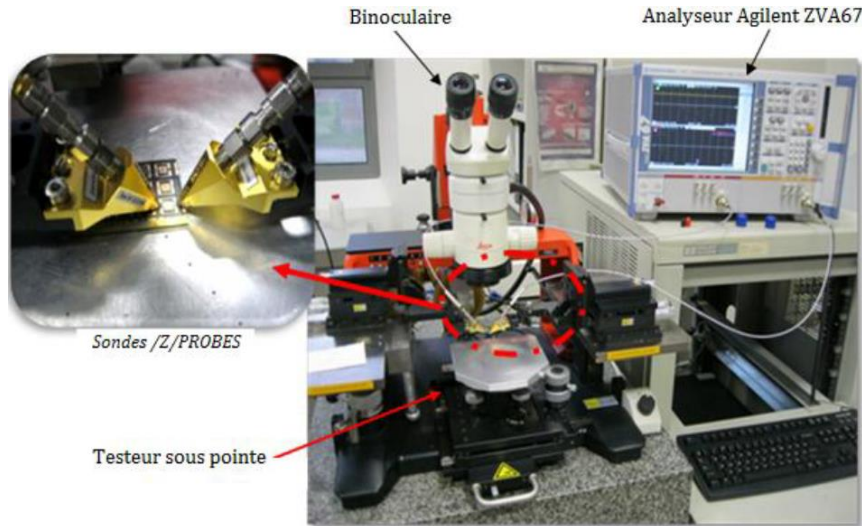


Fig.127 : Analyseur Vectoriel de Réseaux R&S ZVA67

II.3 Calibrage de l'Analyseur Vectoriel de Réseaux

Comme vu pour le Pont d'impédance, l'Analyseur Vectoriel de Réseaux nécessite une étape de calibration avant toutes mesures. Dans ce paragraphe nous présenterons les différents types d'erreurs à corriger ainsi que la technique de correction (calibrage).

II.3.1 Erreurs de mesures

On distingue principalement trois types d'erreur : erreurs aléatoires, erreurs de dérive et erreurs systématiques [RTIE02].

- 1- **Erreurs aléatoires** : ce sont des erreurs non répétitives, elles sont dues aux bruits dans les instruments, la répétabilité des commutateurs ainsi que les câbles et connecteurs. Ces erreurs varient avec le temps et sont imprévisibles, leurs corrections sont donc impossibles et sont considérées comme négligeables devant les erreurs systématiques.
- 2- **Erreurs systématiques** : ce sont des erreurs reproductibles. Ces erreurs sont des erreurs de directivité, de désadaptation, de réflexion etc... (Fig.128) [PGCY08]. Ces erreurs peuvent être enlevées et corrigées en effectuant un calibrage.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

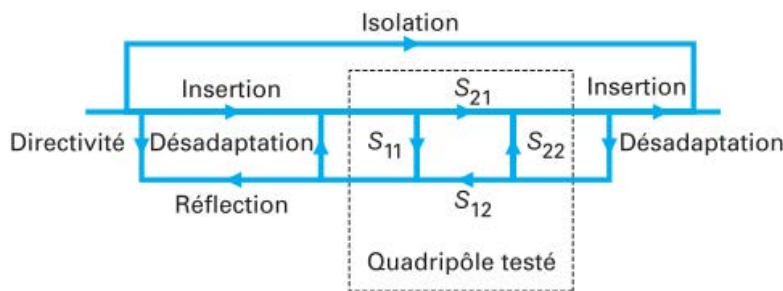


Fig.128 : Graphe des erreurs systématique [PGCY08]

3- Erreurs de dérive : Ces erreurs proviennent principalement d'un changement dans les performances du VNA à cause de la variation de la température et de l'humidité. Ces erreurs peuvent être corrigées en effectuant un nouveau calibrage.

II.3.2 Calibrage de l'Analyseur Vectoriel de Réseaux

Pour le calibrage de L'Analyseur de Réseaux, deux méthodes existent : calibration en normation et calibration vectorielle. Dans notre cas nous avons utilisé une calibration vectorielle, plus précise que la calibration en normation.

➤ Calibration vectorielle

Le principe repose sur un système d'équations exprimant les paramètres S vrais en fonction de ceux mesurés. Il existe quatre techniques qui sont généralement utilisées pour cette méthode : *Offset Short*, *TRM* (Thru-Reflect-Match), *LRM* (Line-Reflect-Match), *OSTL* (Open-Short-Thru-Load) [MiHi08]. Parmi ces techniques, le calibrage OSTL est utilisé pour la mesure de nos dispositifs. En effet, ce calibrage permet de corriger les 12 paramètres d'erreur contrairement aux autres techniques (par exemple la technique TRL ne corrige que 10 erreurs [StCa04]). La technique de calibrage OSTL nécessite un kit de 4 étalons (Fig.129) :

- étalon circuit-ouvert (Open) : est une ligne non terminée correspondant à une réflexion totale sans déphasage ;
- étalon court-circuit (Short) : représente une réflexion totale avec un déphasage de 180° ;
- étalon ligne de transmission (Thru) : est une ligne de transmission de longueur 0,6 mm, c'est une connexion simple et directe entre les deux ports (1 et 2) afin de garantir une désadaptation minimal ;
- étalon de charge 50Ω (Load) : correspond à une réflexion nulle de l'onde incidente.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

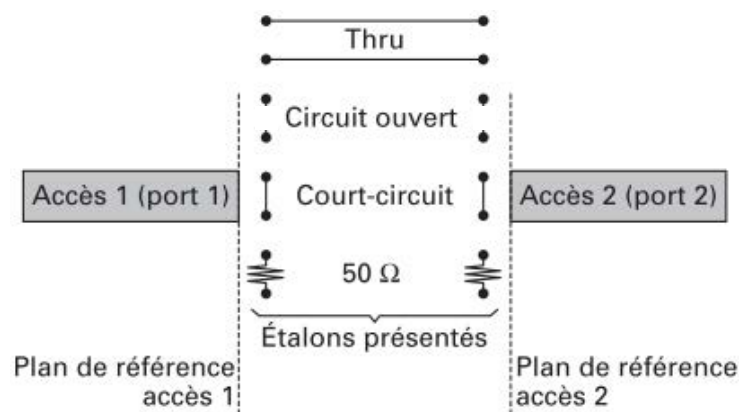


Fig.129 : Etalons de calibration OSTL [PGCY08]

III. EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

Dans cette partie dédiée à la détermination des paramètres du modèle du transformateur, nous présentons les résultats de mesure des prototypes fabriqués. Pour cela deux types de mesure ont été réalisés, au LCRmètre et au VNA. Pour les trois types de transformateurs : entrelacé simple couche, entrelacé double couche et Face-To-Face, nous donnerons :

- ✓ La bande passante déterminée à partir de la courbe de transmission S_{12} . les fréquences de coupures (basse et haute) sont déterminées à partir du $\text{Gain}_{\max} - 3 \text{ dB}$ (sur les paramètres S_{12}/S_{21}).
- ✓ Ainsi que certains paramètres dans la bande de fréquence fixée par le cahier des charges [2 MHz – 20 MHz]
 - les résistances des enroulements r_1, r_2 ,
 - l'inductance magnétisante L_F ,
 - le facteur de couplage k ,
 - la capacité inter-bobinage C_{12} ,

Ces paramètres extraits à partir de la mesure seront comparés avec ceux obtenues par simulation à l'aide du logiciel de simulation HFSS.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

III.1 Caractérisation basse fréquence

La caractérisation basse fréquence 20 Hz – 1 MHz est réalisée au LCRmètre. Le LCRmètre utilise des modèles série ou parallèle pour déterminer l'impédance (Z) ou l'admittance (Y). Dans notre cas, nous avons utilisé le modèle RL série permettant de déterminer la résistance du primaire (ou secondaire) et l'inductance propre (principale + fuite) du primaire (ou secondaire) selon les relations :

$$R = |Z|. \cos\theta$$

$$L\omega = |Z|. \sin\theta$$

Sur la figure 130, nous présentons les résultats de mesure de l'inductance propre (principale + fuite) des transformateurs réalisés :

- ✓ entrelacé simple couche : épaisseur des couches 300 μm et 500 μm ,
- ✓ entrelacé double couche : épaisseur des couches 300-300 μm et 500-500 μm ,
- ✓ Face-To-Face : épaisseur des couches 300 et 500.

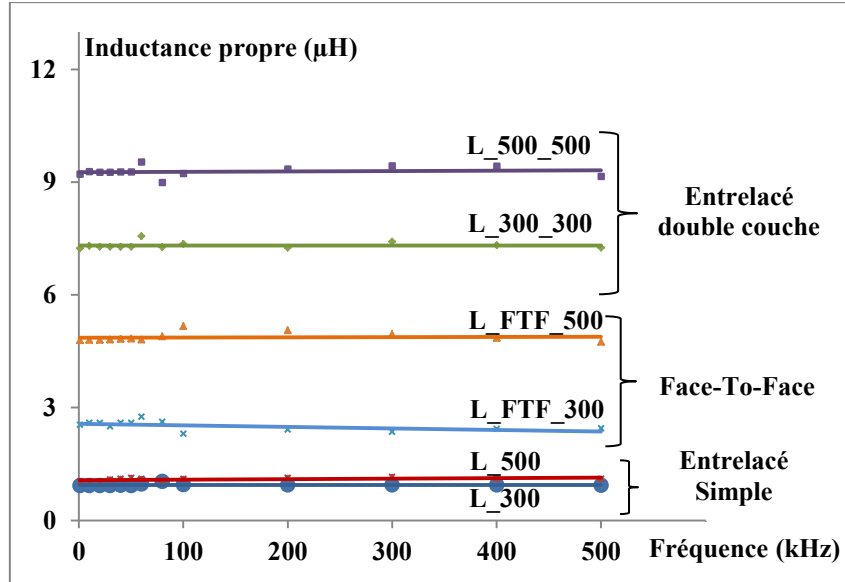


Fig.130 : Inductances propres mesurées (LCRmètre) en fonction de la fréquence

A partir de la figure on observe :

- ✓ Pour le transformateur entrelacé simple couche : la valeur de l'inductance est égale à deux fois l'inductance pour le transformateur à air ($L = 2.L_0 \sim 2 \times 300 \text{ nH}$). Cela concorde

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

avec les simulations effectuées en *chapitre III*. De plus, on remarque que la valeur de l'inductance L_{300} est proche de la valeur d'inductance L_{500} . Cette mesure concorde avec les simulations dans la mesure où à partir d'une épaisseur de 300 μm de matériau magnétique, la valeur de l'inductance varie peu (cf. Fig.82).

✓ Pour le transformateur entrelacé double couche : les lignes de champ étant mieux canalisées, la valeur de l'inductance est très grande. Pour une épaisseur de 500 μm , la valeur de l'inductance est d'environ 30 fois la valeur de l'inductance à air (300 nH). On observe également que contrairement à l'inductance simple couche, la valeur de l'inductance augmente fortement avec l'augmentation de l'épaisseur des couches de matériau magnétique. Il s'agit d'un résultat attendu.

✓ Pour le transformateur Face-To-Face : On observe que la valeur de l'inductance pour le transformateur Face-To-Face 300 μm (de même pour 500 μm) est moins élevée que celle du transformateur entrelacé 300 μm (de même pour 500 μm). Cette différence vient de l'entrefer, dans le transformateur entrelacé il est compris entre 15 à 20 μm tandis que pour ces transformateur Face-To-Face l'entrefer est estimé à 50-60 μm . D'un point de vue réalisation technologique, ce paramètre est encore mal maîtrisé.

La figure 131 donne la mesure de la résistance primaire/secondaire des différents transformateurs. On constate qu'en basse fréquence, la valeur de la résistance est quasiment constante et indépendante du matériau magnétique. En effet, pour le transformateur entrelacé, la valeur de la résistance est sensiblement égale à la résistance $R_{DC} = 8 \Omega$ et cela pour simple et double couche. Cela se justifie par les faibles pertes par effets de peau et de proximité en basse fréquence. De même pour le transformateur Face-To-Face, la résistance mesurée est très voisine de la résistance $R_{DC} = 4 \Omega$ indépendamment de l'épaisseur de la couche du matériau magnétique.

Nous rappelons que la résistance R_{DC} est calculée par la relation :

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{S}$$

Où :

ρ : Résistivité du cuivre

l : Longueur totale de la spirale

S : Section de la spirale

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

La résistance du transformateur Face-To-Face est plus faible que la résistance du transformateur entrelacé dans la mesure où la spirale de l'entrelacé est plus longue que la spirale du Face-To-Face (espacement entre deux spires : Face-To-Face 100 μm , entrelacé 300 μm ce qui conduit à des longueurs respectives de 127 mm et 196 mm)

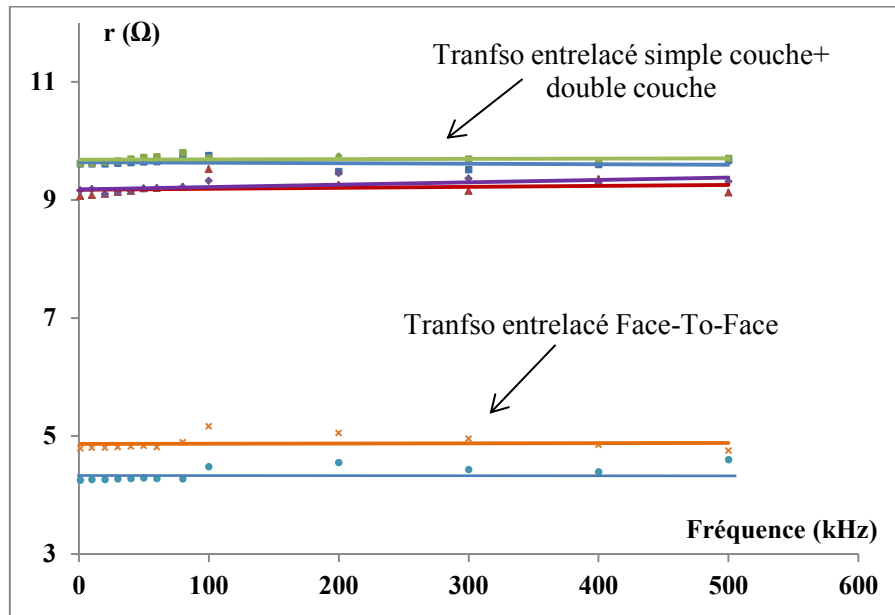


Fig. 131 : Résistance en fonction de la fréquence.

➤ Conclusion sur la caractérisation basse fréquence

D'après les courbes obtenues en basse fréquence (1 kHz à 500 kHz) on constate que l'inductance des transformateurs (entrelacé et Face-To-Face) augmente significativement avec l'épaisseur du matériau magnétique (jusqu'à 30 fois). La résistance quant à elle présente une bonne concordance en basse fréquence avec la résistance R_{DC} .

Néanmoins, la caractérisation basse fréquence à LCRmètre ne permet pas d'extraire tous les paramètres du transformateur ; une mesure complémentaire à l'Analyseur vectoriel de Réseaux est donc nécessaire.

III.2 Caractérisation haute fréquence

Afin d'observer le comportement des transformateurs et d'extraire tous les paramètres, une mesure à l'Analyseur Vectoriel de Réseaux est effectuée. La bande de fréquence couverte s'étend de 2 MHz à 20 MHz.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

Nous rappelons que le modèle choisi est celui présenté dans les travaux de thèse de **K.YOUSSOUF [KhYo114]** (Fig.132) dans lequel l'extraction des paramètres se fait à l'aide d'un programme Matlab faisant appel à l'algorithme de **Levenberg-Marquardt** pour la résolution des équations non linéaires.

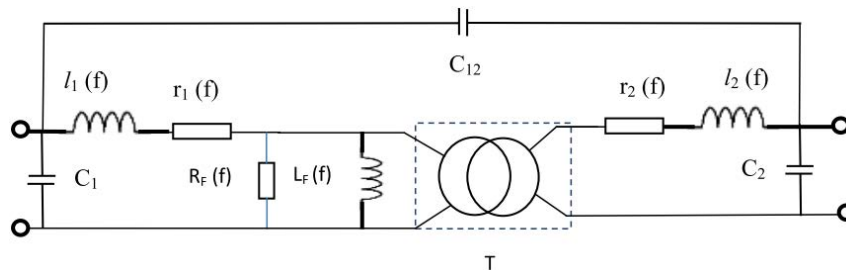


Fig.132 : Modèle haute fréquence

Dans les paragraphes qui suivent, nous donnerons l'évolution des paramètres du modèle pour les trois structures à savoir :

- ✓ les paramètres S afin de déterminer la bande passante,
- ✓ la résistance des enroulements r_1 , r_2 ,
- ✓ l'inductance Magnétisante L_F ,
- ✓ le facteur de couplage k .

III.2.1 Transformateur entrelacé simple couche

Nous présentons dans ce paragraphe les paramètres du transformateur entrelacé simple couche et leurs évolutions dans la bande de fréquence définie par le cahier des charges [2 MHz – 20 MHz] pour les deux épaisseurs de ferrite (300 μm et 500 μm). Les valeurs des résistances des enroulements, de l'inductance magnétisante, du facteur de couplage et de la capacité inter-bobinage seront comparées à celles obtenues par simulation.

III.2.1.1 Détermination de la bande passante

La figure 133 présente l'évolution des paramètres de transmission et de réflexion des transformateurs entrelacés simple couche (300 μm et 500 μm). Pour des raisons de symétrie, les paramètres S_{12} et S_{22} ne sont pas présentés.

A partir de la figure on peut extraire les paramètres suivants :

- ✓ Pour le transformateur 300 μm :

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

- bande passante [4,5 MHz – 46 MHz],
- minimum des pertes d'insertions 4 dB à 16,7 MHz.
- ✓ Pour le transformateur 500 μm :
 - bande passante [4,5 MHz – 47 MHz],
 - minimum des pertes d'insertion (3,3 dB) à 17,2 MHz.

A partir de cette comparaison on constate que pour un transformateur simple couche, la bande passante n'est pas affectée par l'épaisseur de la couche de matériau magnétique. Cependant, les pertes d'insertion sont moins élevées pour une couche de 500 μm que celle de 300 μm .

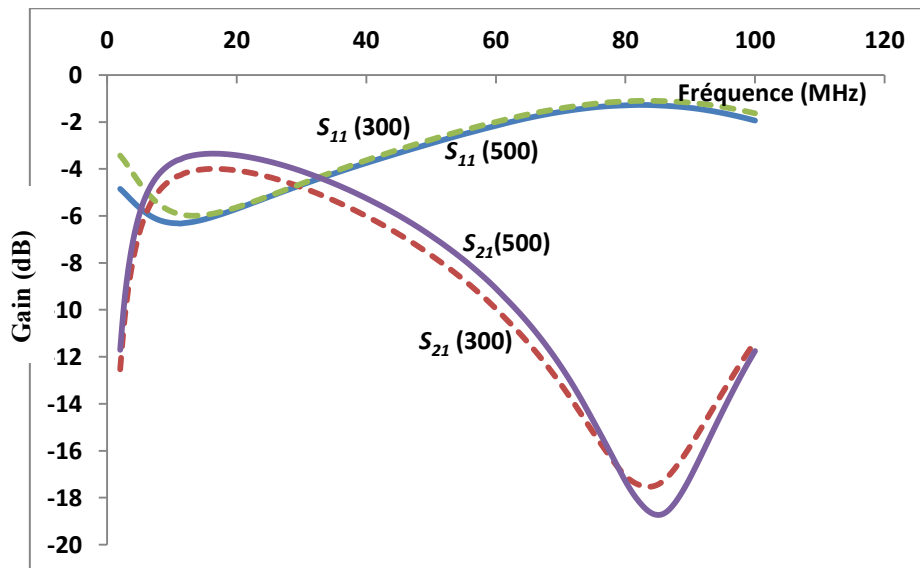


Fig.133 : Paramètres S mesurés du transformateur entrelacé simple couche

III.2.1.2 Evolution des résistances r_1 et r_2 en fonction de la fréquence

Sur la figure 134 les résistances r_1 et r_2 sont présentées ; r_1 est la résistance de l'enroulement primaire, r_2 est celle du secondaire

A 2 MHz, on observe que les résistances r_1 , r_2 sont proches de la résistance $R_{DC} = 8 \Omega$. Cela s'explique par les faibles pertes dans les conducteurs à cette fréquence (les pertes par effet de peau et de proximités sont négligeables). Lorsque la fréquence augmente les effets de peau et de proximité ne deviennent plus complètement négligeables, ce qui se traduit par une augmentation des résistances séries (la dimension des conducteurs est de 5 μm x 100 μm et la profondeur de peau est de 15 μm à 20 MHz).

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

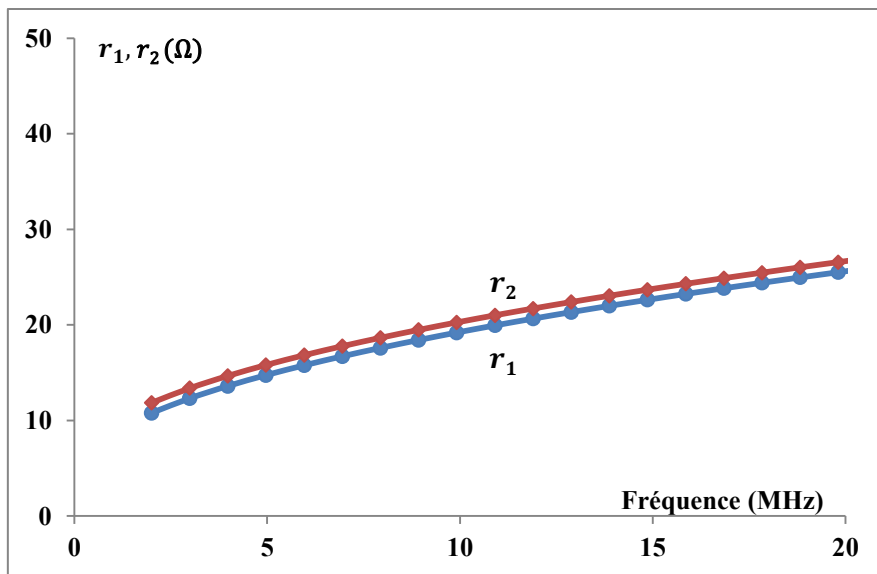


Fig.134 : Evolution de r_1 et r_2 en fonction de la fréquence

III.2.1.3 Evolution de l'inductance magnétisante en fonction de la fréquence

Dans ce paragraphe nous donnons l'évolution de l'inductance magnétisante en fonction de la fréquence dans la bande [2 MHz – 20 MHz].

On observe que les inductances magnétisantes ($L_{F-Mes (300)}$ et $L_{F-Mes (500)}$) sont constantes dans la bande de fréquence [2 MHz – 20 MHz]. On note aussi que les valeurs d'inductance magnétisante pour 300 μm et 500 μm sont proches (700 nH pour 300 μm et 750 nH pour 500 μm). Cela est justifié puisque dans le cas d'une seule couche de matériau magnétique, la valeur de l'inductance atteint au plus le double d'un dispositif à air. Ces valeurs d'inductance magnétisante concordent avec celles obtenues par simulation et confirment les mesures réalisées au LCRmètre.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

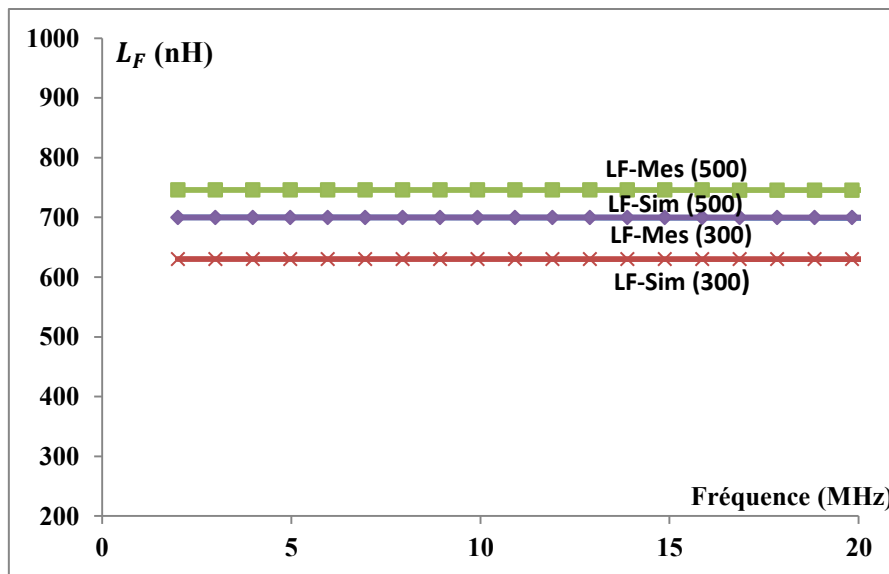


Fig. 135 : Evolution de l'inductance magnétisante mesurée en fonction de la fréquence

III.2.1.4 Evolution du facteur de couplage en fonction de la fréquence

Le facteur de couplage k est donné par la relation:

$$k = \frac{\sqrt{(L_1 - l_1)(L_2 - l_2)}}{\sqrt{L_1 \times L_2}} \quad (1)$$

A partir de cette relation, on constate que le facteur de couplage est déterminé par l'amplitude des fuites, plus il y aura des fuites moins élevé sera le facteur de couplage. Avec l'utilisation d'une seule couche de matériau magnétique, les lignes de champ sont un peu mieux canalisées que sans matériau magnétique, de ce fait on aura une augmentation de l'inductance magnétisante ainsi qu'une baisse des fuites. A titre d'illustration, sur la figure 136, on trace l'évolution du facteur de couplage en fonction de la fréquence pour les deux épaisseurs de ferrite (300 μm et 500 μm).

On observe que le facteur de couplage varie peu avec l'augmentation de l'épaisseur du matériau magnétique. D'une autre part, on observe une bonne concordance des valeurs du coefficient de couplage obtenues par mesure avec celles obtenues par simulation (0,87 pour une épaisseur de 500 μm et 0,82 pour une épaisseur de 300 μm).

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

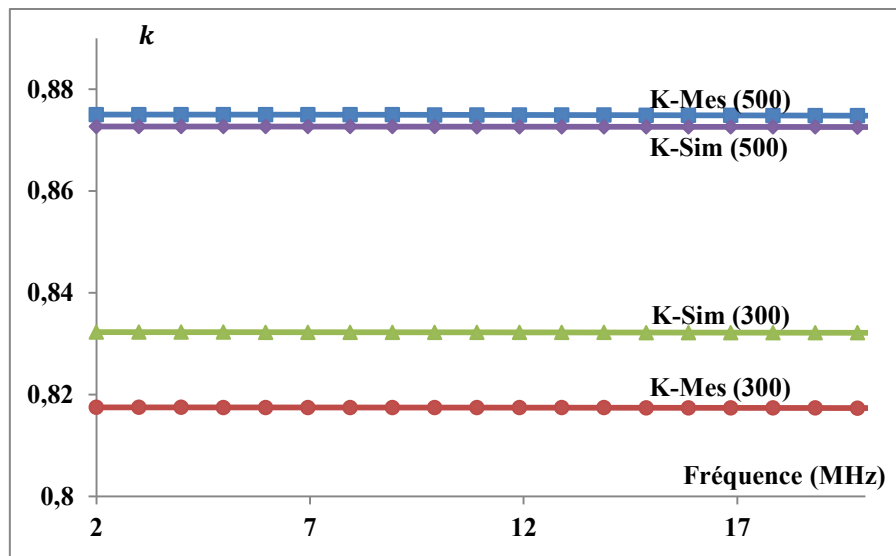


Fig.136 : Evolution du facteur de couplage en fonction de la fréquence

III.2.1.5 Conclusion sur la caractérisation du transformateur entrelacé simple couche

La caractérisation du transformateur entrelacé simple couche (300 μm et 500 μm) a permis d'extraire les 4 paramètres du cahier des charges. A partir des valeurs extraites, on conclut que le transformateur entrelacé simple couche ne répond pas au cahier des charges. En effet, un paramètre clé est très loin des objectifs fixés par le cahier des charges; l'inductance magnétisante doit être supérieure à 1 μH .

Avec l'ajout d'une deuxième couche de ferrite, on s'attend à augmenter significativement la valeur de l'inductance magnétisante. Cette hypothèse est explorée dans le paragraphe suivant.

III.2.2 *Transformateur entrelacé double couche*

Dans ce paragraphe, nous présentons l'extraction des paramètres du transformateur entrelacé double couche. Deux épaisseurs de matériau magnétique sont explorées, 300 et 500 μm . On conservant la même démarche que pour le transformateur simple couche, nous donnerons l'extraction des paramètres suivants dans la bande de fréquence [2 MHz – 20 MHz]:

- ✓ les paramètres S afin de déterminer la bande passante,
- ✓ la résistance des enroulements r_1 , r_2 ,

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

- ✓ l'inductance Magnétisante L_F ,
- ✓ le facteur de couplage k ,
- ✓ la capacité inter-bobinage C_{12} .

III.2.2.1 Détermination de la bande passante

Sur la figure 137 nous traçons les paramètres S mesurés du transformateur entrelacé double couche pour les deux épaisseurs (300 μm et 500 μm).

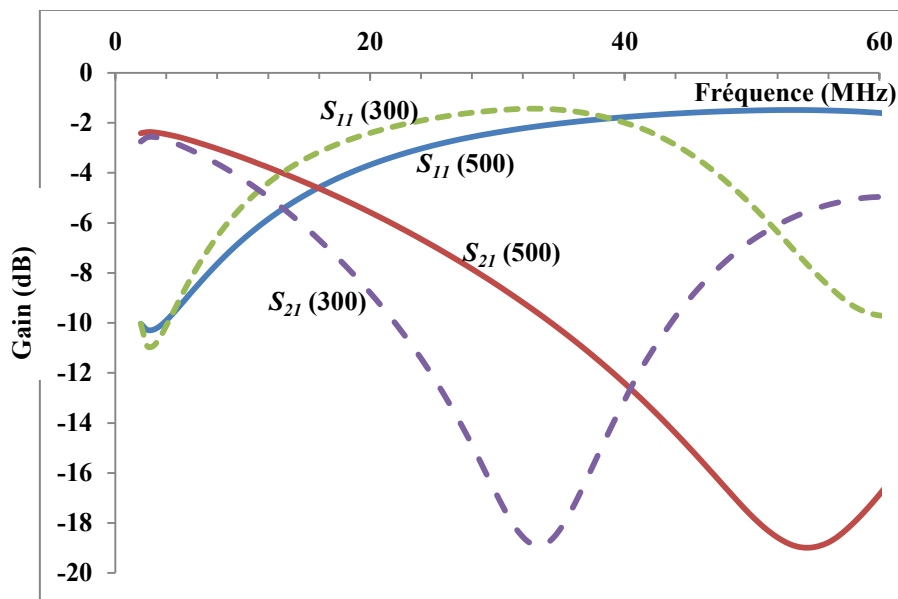


Fig.137 : Paramètres S mesurés du transformateur entrelacé double couche

A partir de cette figure on observe :

Pour le transformateur 300 μm :

- ✓ que le domaine de fonctionnement des deux transformateurs s'est décalé vers les basses fréquences. Le VNA disponible au laboratoire ne permet de réaliser des mesures qu'au-delà de 2 MHz. De ce fait, on ne peut pas déterminer la fréquence de coupure basse, la bande passante sera définie comme suit :] <2 MHz – 22 MHz].

- ✓ Que les pertes d'insertion sont minimum à 3 MHz (2,83dB).

Pour le transformateur 500 μm : Les mêmes remarques s'appliquent également au transformateur 500 μm

- ✓ Bande passante : la bande passante se situe dans la bande :] <2 MHz – 20 MHz].
- ✓ Les pertes d'insertion sont minimales à 2,5MHz (2,36dB).

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

III.2.2.2 Evolution des résistances r_1 et r_2 en fonction de la fréquence

Nous représentons ci-dessous l'évolution des résistances r_1 (la résistance r_2 étant identique). Pour des fréquences très basses (<2 MHz), la valeur de la résistance est proche de la résistance $R_{DC} = 8\Omega$. Cependant pour des fréquences plus élevées, les effets de peau et de proximité se manifestent. On remarque que la valeur de la résistance augmente en fonction de la fréquence.

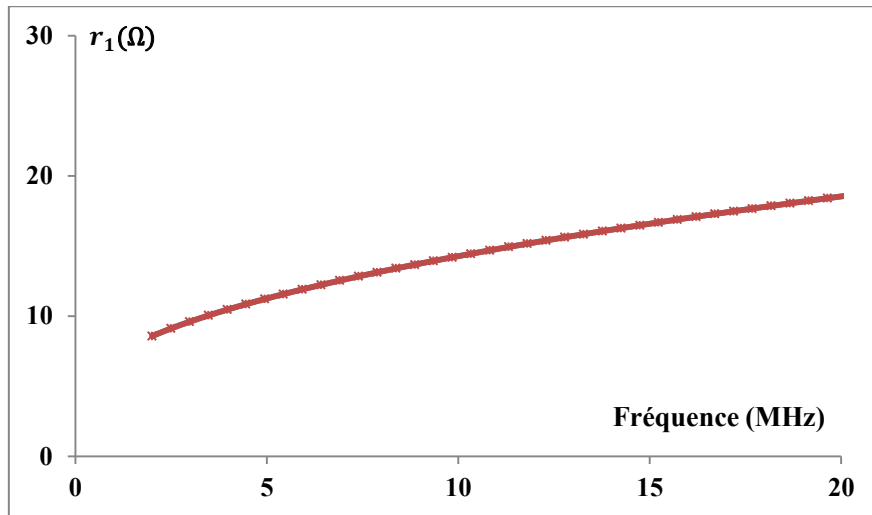


Fig.138 : Evolution de r_1 en fonction de la fréquence

III.2.2.3 Evolution de l'inductance magnétisante en fonction de la fréquence

A l'aide des paramètres Z_{ij} obtenus par mesure et simulation, nous traçons sur la figure 139 l'évolution de l'inductance magnétisante en fonction de la fréquence.

Pour le transformateur 300 μm , on constate que la valeur de l'inductance magnétisante de 6,3 μH est constante dans le domaine de fonctionnement du transformateur (2 MHz – 22 MHz). Cette mesure est en bonne concordance avec celle obtenue par simulation HFSS. En effet, en basse fréquence et jusqu'à 50 MHz, la perméabilité du matériau magnétique est quasi-constante.

Pour le transformateur 500 μm , la valeur de 8,2 μH de l'inductance magnétisante quant à elle reste constante dans la bande de fréquence ([2 MHz – 20 MHz]). Cependant, on remarque que la valeur obtenue par mesure (8,2 μH) est très différente de celle obtenue par simulation (6,5 μH). A noter, que la valeur de mesure obtenue au VNA rejoint celle obtenue

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

en basse fréquence au LCRmètre (9 μH) ce qui laisse penser que l'erreur provient de la simulation. Plusieurs hypothèses ont été analysées pour déterminer la provenance de cette erreur (simulation avec μ_r plus élevée, augmentation de la fréquence de maillage etc...). A ce jour on ne dispose pas d'une explication précise de cette différence.

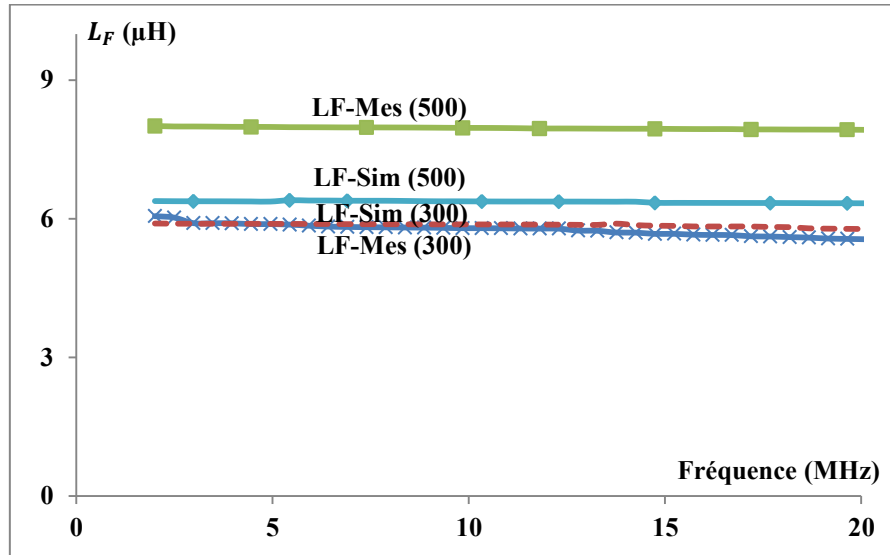


Fig.139 : Evolution de l'inductance magnétisante en fonction de la fréquence

III.2.2.4 Evolution du facteur de couplage en fonction de la fréquence

Sur la figure 140, on trace l'évolution du coefficient du couplage pour les deux transformateurs (300 μm et 500 μm). On constate que le coefficient de couplage varie très peu en fonction de la fréquence. On remarque que la valeur du coefficient du couplage obtenue pour cette structure avec double couche est plus grande que celle obtenue pour simple couche car les lignes de champ sont mieux canalisées. Il est à noter également que la valeur du coefficient couplage est presque identique pour les deux épaisseurs du matériau magnétique (300-300 μm et 500-500 μm).

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

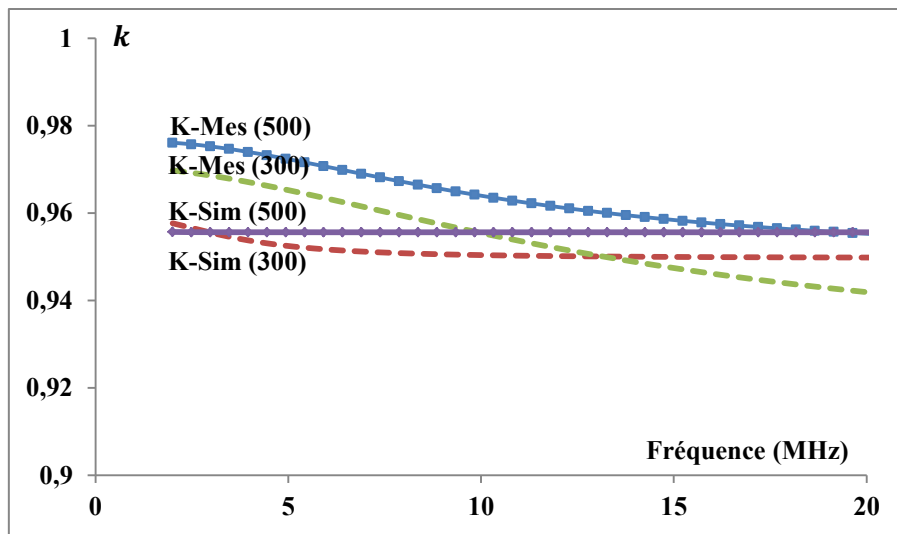


Fig.140 : Evolution du facteur de couplage en fonction de la fréquence

III.2.2.5 Détermination de la capacité inter-bobinage C_{12}

Les travaux de **K. YOUSOUF [KhYo14]** utilisent les impédances Z_{ij} pour déterminer la capacité C_{12} . Cette approche conduit à des valeurs peu précises de cette capacité C_{12} . Afin d'obtenir des valeurs plus précises de la capacité C_{12} , une nouvelle approche a été développée en utilisant les admittances Y_{ij} . Sur la figure 141 on donne le schéma équivalent ramené au primaire de l'admittance Y_{11} :

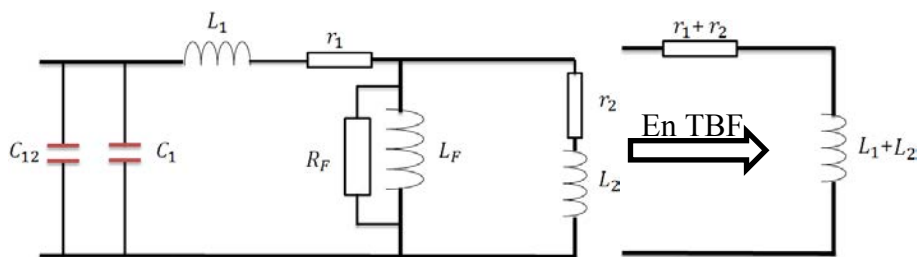


Fig.141 : Admittance Y_{ij}

En très basse fréquence, les capacités C_{12} et C_1 sont négligées. De même, pour la résistance R_F et l'inductance magnétisante L_F , en parallèle qui est au moins 10 fois plus grande que (l_1+l_2) , sont également négligés.

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= \frac{1}{r + j\omega l} \\
 &= \frac{r - j\omega l}{r^2 + l^2 \omega^2}
 \end{aligned}$$

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

$$|Y_{11}|^2 = \frac{1}{r^2 + l^2 \omega^2}$$

On obtient finalement :

$$l\omega = \frac{imY_{11}}{|Y_{11}|^2}$$

$$r = r_1 + r_2$$

$$l = l_1 + l_2$$

A la résonance on obtient :

$$C_{eq} = C_{12} + C_2 = \frac{1}{l \times (2\pi f_r)^2}$$

f_r : Fréquence de résonance.

Dans le tableau ci-après, nous donnons les différentes valeurs de la capacité C_{eq} :

	Entrelacé 300 μ m (mesure)	Entrelacé 300 μ m (Simulation)	Entrelacé 500 μ m (mesure)	Entrelacé 500 μ m (Simulation)
$l = l_1 + l_2$ (nH)	800	450	950	450
L_F (nH)	6300	6200	8000	6500
f_r (MHz)	54	56	49	53
C_{eq} (pF)	10,9	17,8	11,8	20,3

Tab.14 : Tableau des valeurs de la capacité C_{eq} du transformateur entrelacé double couche

Sur le tableau ci-dessus, deux points sont à notés. Premièrement, on remarque les valeurs élevées de la capacité inter- bobinage (on considérant que $C_1 \cong 1$ pF) se situant en dehors de la marge fixé par le cahier des charges [1 pF – 10 pF].

Le deuxième point, on remarque une divergence entre les valeurs obtenues en mesure et simulation. Cela est dû, comme expliqué au paragraphe III.2.3.2, probablement a une imprécision dans le logiciel de simulation HFSS.

III.2.2.6 Conclusion sur la caractérisation du transformateur entrelacé double couche

L'ajout d'une deuxième couche de matériau magnétique a permis effectivement d'augmenter les performances du transformateur à savoir le facteur de couplage et

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

l'inductance magnétisante. Cependant, la capacité inter-bobinage C_{12} est en dehors de la marge fixée par le cahier des charges [1 pF–10 pF]. Pour cela, la structure cœur du travail de cette thèse visant à répondre au cahier des charges et notamment aux spécifications de la capacité inter-bobinage est caractérisée dans le paragraphe suivant.

III.2.3 Le transformateur Face-To-Face

On rappelle que la structure Face-To-Face est la structure principale de notre travail. Comme pour le transformateur entrelacé, deux épaisseurs différentes de matériau ferrite ont été utilisées pour la réalisation du Face-To-Face (300 μm et 500 μm).

Dans le paragraphe suivant, nous présentons les résultats de mesure et de simulation concernant les mêmes paramètres que le transformateur entrelacé afin de pouvoir effectuer une comparaison en fin d'étude, à savoir :

- ✓ la bande passante,
- ✓ les résistances des enroulements,
- ✓ l'inductance magnétisante,
- ✓ le facteur de couplage.

III.2.3.1 Détermination de la bande passante

Figure 142, nous présentons les valeurs des paramètres S_{11} et S_{21} obtenues par mesure au VNA pour les deux épaisseurs de matériau ferrite. Compte-tenu de la symétrie, les paramètres S_{22} et S_{12} ne sont pas représentés.

On observe figure 142 que le domaine de fonctionnement du transformateur Face-To-Face dans les deux cas de figure (300 μm et 500 μm) est plus large que celui du transformateur entrelacé. Nous remarquons que la détermination de la fréquence de coupure inférieure comme pour le transformateur entrelacé est impossible en raison des moyens de caractérisation disponibles. Nous pouvons résumer ci-après les informations extraites à partir de la courbe des paramètres S :

Pour le transformateur 300 μm :

- ✓ fréquence de fonctionnement :]<2 MHz – 73 MHz],
- ✓ perte d'insertion minimum de 2,27 dB à 10 MHz.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

Pour le transformateur 500 μm :

- ✓ fréquence de fonctionnement :]<2 MHz – 50 MHz],
- ✓ perte d'insertion minimum de 2,32 dB à 5,5 MHz.

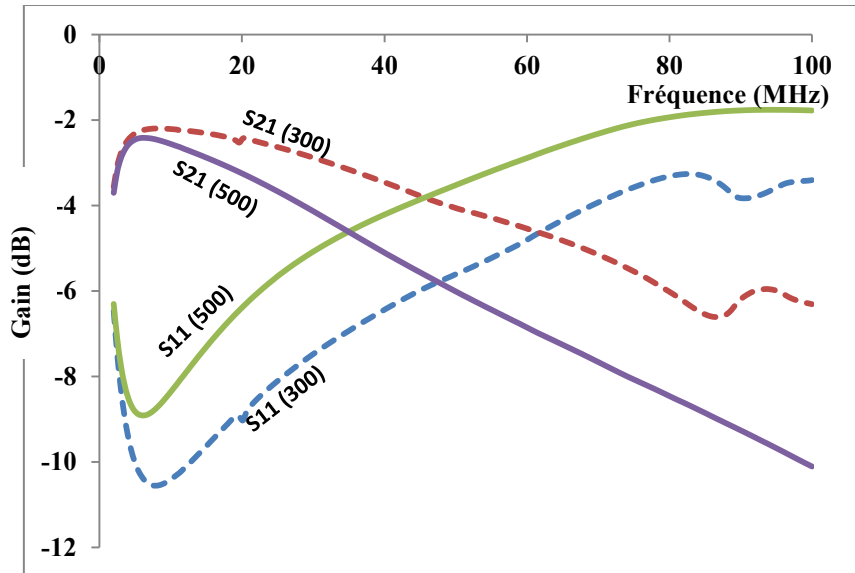


Fig.142 : Paramètres S mesurés du transformateur Face-To-Face

Après avoir déterminé dans le paragraphe précédent la bande passante du transformateur Face-To-Face à l'aide des paramètres S_{ij} , nous allons dans la suite utiliser les paramètres Z_{ij} pour tracer l'évolution des paramètres du modèle.

III.2.3.2 Evolution des résistances r_1 et r_2 en fonction de la fréquence

Sur la figure 143 nous traçons l'évolution de la résistance r_1 (r_2 étant identique) pour le transformateur Face-To-Face 300 μm . On se limitera à la présentation des mesures obtenues pour le transformateur 300 μm puisque celles relatives au transformateur 500 μm sont pratiquement identiques. On observe que la valeur de la résistance r_1 est proche de la résistance R_{DC} et rejoint la mesure à LCRmètre. Cependant, en haute fréquence la valeur de la résistance augmente à cause des effets de peau et de proximité.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

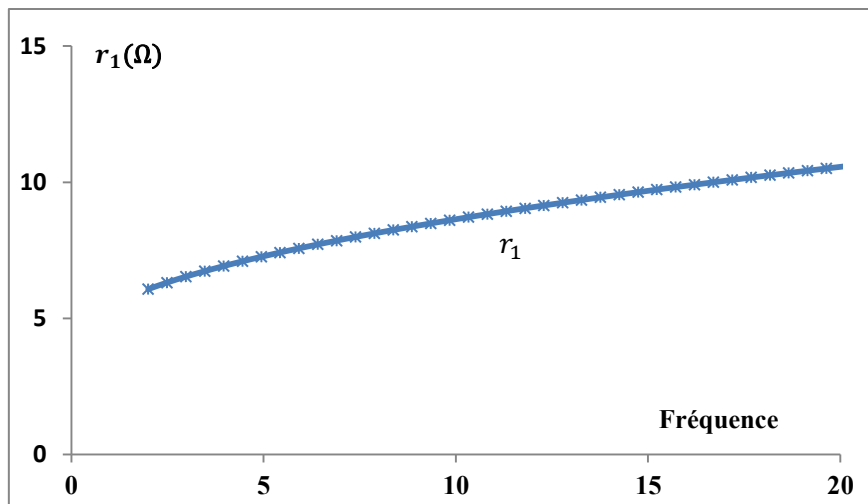


Fig.143 : Evolution de r_1 et r_2 en fonction de la fréquence

III.2.3.3 Evolution de L'inductance magnétisante en fonction la fréquence

A l'aide du programme Matlab, nous allons extraire l'évolution de l'inductance magnétisante du transformateur Face-To-Face dans la bande de fréquence (définie par le cahier des charges) [2 MHz – 20 MHz].

L'évolution de l'inductance magnétisante en fonction de la fréquence est donnée figure 144. On observe que l'inductance magnétisante est constante dans le domaine de fréquence souhaité [2 MHz – 20 MHz] est vaut approximativement :

- ✓ 2,3 μH pour le transformateur 300 μm ,
- ✓ 3,2 μH pour le transformateur 500 μm .

De même que dans le cas du transformateur entrelacé, l'inductance magnétisante obtenue par mesure en haute fréquence (2,3 μH) est en bon accord avec les mesures basse fréquence (2,5 μH) et les simulations (2,2 μH) pour des épaisseurs faibles (< 300 μm). Cependant, elle diverge pour des épaisseurs plus importantes (>500 μm) sans raison apparente.

On remarque aussi que la valeur de l'inductance magnétisante du transformateur entrelacé est beaucoup plus élevée que l'inductance magnétisante du transformateur Face-To-Face ce qui est en bon accord avec l'expression d'une inductance

$$L = \frac{n^2}{\mathfrak{R}_F + \mathfrak{R}_{entrefeer}} \quad (2)$$

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

Dans le cas du transformateur entrelacé, l'entrefer est estimé à 20 μm tandis que dans le cas du transformateur Face-To-Face l'entrefer est estimé à 50 μm . De ce fait, l'inductance magnétisante est plus faible dans le cas du transformateur Face-To-Face.

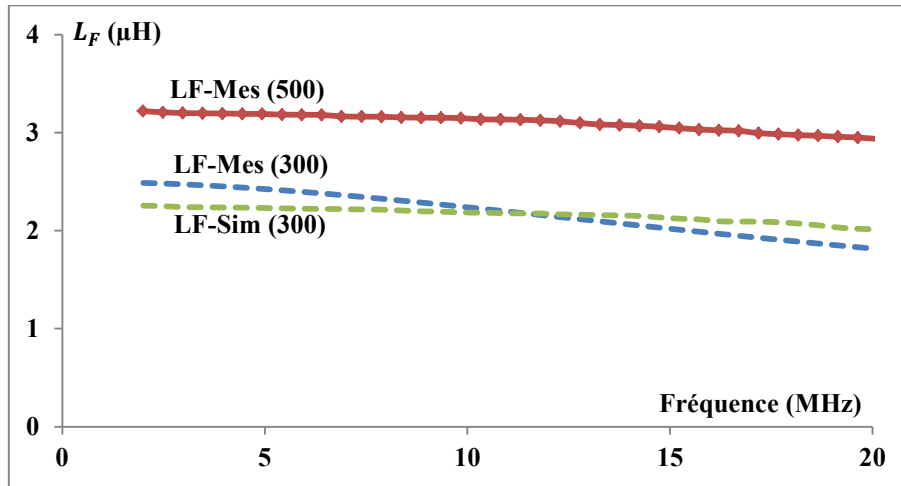


Fig.144 : Evolution de l'inductance magnétisante en fonction de la fréquence (mesure VNA)

III.2.3.4 Evolution du facteur de couplage en fonction de la fréquence

L'évolution du coefficient de couplage des transformateurs Face-To-Face est donnée figure 145. On observe que la valeur du coefficient de couplage est quasi constante dans le domaine de fréquence souhaité. Cette évolution est en concordance avec celle obtenue par la simulation de la structure par HFSS. Il est à noter que les valeurs du coefficient du couplage du transformateur Face-To-Face sont légèrement plus faibles que celles du transformateur entrelacé. Ceci est en concordance avec l'expression du coefficient du couplage (1). En effet, un plus grand entrefer pour le transformateur Face-To-Face provoque une moins bonne canalisation des lignes de champ. De ce fait, les fuites dans le transformateur Face-To-Face sont légèrement plus grandes que celles du transformateur entrelacé et le coefficient de couplage est légèrement plus faible mais reste toujours dans la gamme [0,8 – 0,9] souhaitée.

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

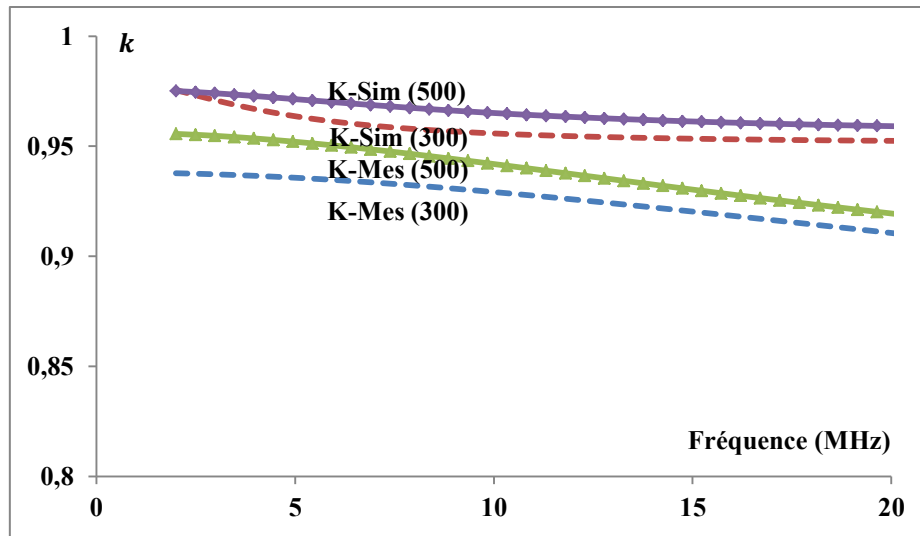


Fig.145 : Evolution du facteur de couplage en fonction de la fréquence (mesure VNA)

III.2.3.5 Détermination de la capacité C_{12}

De la même façon que pour le transformateur entrelacé, nous allons déterminer la capacité C_{12} du transformateur Face-To-Face. Nous rappelons que l'extraction se fait à partir des paramètres Y_{ij} en utilisant la même méthode que pour le transformateur entrelacé. Le tableau ci-après, résume les différentes valeurs des capacités relevées :

	Face-To-Face 300µm (Mesure)	Face-To-Face 300µm (Simulation)	Face-To-Face 500µm (Mesure)	Face-To-Face 500µm (Simulation)
$l = l_1 + l_2$ (nH)	250	145	370	170
L_F (nH)	2300	2200	3450	2900
f_r (MHz)	188	205	140	181
C_{eq} (pF)	2,9	4,2	3,4	4,5

Tab.15 : Tableau des valeurs de la capacité C_{eq} du transformateur Face-To-Face

On remarque que les valeurs des capacités obtenues par mesures sont proches de celles obtenues par simulation. On observe également que la valeur de la capacité augmente avec l'épaisseur du matériau magnétique, cette augmentation est due aux fortes valeurs de la permittivité du ferrite ($\epsilon_{r_{YIG}} = 15$).

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

On considérant que la capacité C_1 est inférieure à 1 pF (0,5 - 0,6 pF), la capacité inter-bobinage vaut donc 2 à 3 pF et répond donc parfaitement au cahier des charges [1 pF – 10 pF].

III.2.3.6 Conclusion sur la caractérisation du transformateur Face-To-Face

A partir de la caractérisation du transformateur Face-To-Face, on conclut que cette structure est très proche de la structure entrelacé avec double couche (sauf pour la valeur de la capacité inter-bobinage). Cependant, dans le cas du transformateur Face-To-Face, la capacité inter-bobinage qui est un paramètre clé dans l'étage de commande, est beaucoup plus faible et répond parfaitement au cahier des charges. De plus, cette valeur peut être encore réduite en faisant une rotation du circuit secondaire de 45° ce qui réduirait de façon significative la capacité inter-bobinage

III.3 Comparaison entre les structures réalisées

Après avoir présenté les résultats de caractérisation des structures de transformateurs réalisés, nous synthétisons dans le tableau suivant les résultats obtenus en comparaison au cahier des charges. Les résultats présentés correspondent aux structures avec 500 μm de matériau magnétique.

	Entrelacé simple couche	Entrelacé double couche	Face-To- Face	Cahier des charges
Bande passante	[4,5 MHz –46 MHz]	[<2MHz-20MHz]	[<2MHz- 50MHz]	[2 MHz-20 MHz]
Pertes d'insertion minimum	4,5 dB	2,3 dB	2,3 dB	-----
Inductance magnétisante	750 nH	8 μH	3,5 μH	[1 μH-10 μH]
Résistances des enroulements	8 Ω	8 Ω	4 Ω	[1 Ω-10 Ω]
Facteur de couplage	0,87	0,98	0,96	[0,8 - 0,9]
Capacité inter- bobinage C_{12}	---	10-11 pF	2-3 pF	[1 pF-10 pF]
Surface Occupée	100 mm ²	100 mm ²	25 mm ²	Aussi faible que possible

Tab.16 : Comparaison entre les performances des structures réalisées

CHAPITRE V : CARACTERISATION ET EXTRACTION DES PARAMETRES DU MODELE DU TRANSFORMATEUR

A partir du tableau ci-dessus, on conclut que la structure Face-To-Face est la structure qui répond le mieux au cahier des charges. Avec des valeurs d'inductance magnétisante très acceptables (2,5 à 3,5 μH) et un facteur de couplage élevé (0,96), la structure Face-To-Face est déjà très intéressante. Les deux paramètres qui permettent à la structure Face-To-Face de se différencier de la structure entrelacée sont la surface occupée et la capacité inter-bobinage. En effet, la surface occupée par la structure Face-To-Face est le quart de celle occupée par la structure entrelacée ce qui est un gain très considérable. La capacité inter-bobinage quant à elle est beaucoup faible dans la structure Face-To-Face. De plus, cette capacité peut être encore réduite en faisant une rotation du circuit secondaire par rapport au circuit primaire afin de réduire les couplages capacitifs ce qui est impossible dans le cas de la structure entrelacée.

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats de caractérisation de nos dispositifs fabriqués. Pour commencer, nous avons présenté les moyens de caractérisation disponibles au laboratoire LT2C à savoir le LCRmètre et l'analyseur vectoriel de réseaux.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté les résultats d'extraction des paramètres du modèle du transformateur : bande passante, résistances des enroulements, inductance magnétisante, facteur de couplage et capacité inter-bobinage.

Les trois structures étant caractérisées (entrelacée simple couche, entrelacé double couche et Face-To-Face), un tableau récapitulatif résumant les caractéristiques des trois structures a été dressé. La comparaison a montré que la structure Face-To-face présente des avantages intéressants par rapport à la structure entrelacée. En effet, la capacité inter bobinage de la structure Face-To-Face est beaucoup plus faible que celle de la structure entrelacée (double couche). De plus, la surface du transformateur Face-To-face occupée est presque le quart de celle occupée par la structure entrelacée ce qui constitue un avantage certain.

**CONCLUSION GÉNÉRALE ET
PERSPECTIVES**

CONCLUSION GENERALE

Les travaux de cette thèse ont été menés dans le cadre du projet THOR visant à développer des composants passifs de faible profil, intégrables et pouvant fonctionner à haute température.

L'objectif principal de ce travail était de développer un transformateur planaire assurant l'isolation galvanique dans un étage de commande. Ce transformateur est soumis à un cahier des charges dont les principaux paramètres sont les suivants :

- une inductance au primaire entre $1\mu\text{H}$ et $10\mu\text{H}$,
- une capacité parasite entre primaire et secondaire entre 1pF et 10pF ,
- un coefficient de couplage de $0,8$ à $0,9$,
- une fréquence de fonctionnement entre 2 MHz et 20 MHz ,
- une tenue en tension $> 2\text{ kV}$,
- une résistance des bobines entre $1\ \Omega$ et $10\ \Omega$,
- une faible surface occupée.

Vu l'ampleur du travail, cette thèse a été consacrée à la conception, au dimensionnement, à la fabrication et la caractérisation du transformateur planaire, la modélisation du transformateur ayant fait l'objet d'une autre thèse au sein du laboratoire LT2C.

Nous avons présenté 5 chapitres qui synthétisent les travaux effectués au cours de cette thèse et que nous rappelons :

Le premier chapitre est une introduction générale sur les transformateurs. Dans ce chapitre, nous avons donné la définition, les équations et les pertes dans le transformateur. Par la suite, nous nous sommes intéressés uniquement aux transformateurs dits "planaires" tout en présentant leurs avantages et leurs inconvénients. Dans le chapitre I, nous nous sommes également intéressés aux principaux matériaux utilisés dans la fabrication notamment les substrats de base, les matériaux conducteurs, les matériaux magnétiques et les isolants tout en orientant notre approche vers les transformateurs planaires. Un état de l'art sur les applications des transformateurs planaires et de leurs modèles a été donné.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude et au choix de la technologie de fabrication. Pour cela, nous avons présenté un état de l'art sur les différentes technologies utilisées dans la fabrication des transformateurs planaires. Principalement, 4 technologies de fabrication sont largement utilisées dans la fabrication des transformateurs planaires à savoir, la technologie CMOS, la technologie MMIC, la technologie MEMS et de façon moins développée la technologie LTCC. Pour chacune de ces technologies, nous avons donné la description, les avantages et les inconvénients et quelques exemples de réalisation. Au final, nous avons constaté qu'aucune de ces 4 technologies n'était adaptée au développement de composants passifs à couches magnétiques. Pour cela, notre choix s'est orienté sur la fabrication de dispositifs par empilement de couches minces/épaisses.

Le troisième chapitre a été scindé en deux grandes parties. Dans la première, un état de l'art des différentes structures de transformateurs planaires a été dressé. L'objectif était de choisir parmi ces différentes structures celles qui répondaient le mieux au cahier des charges. Nous avons finalement retenu deux structures, la structure Entrelacé et la structure Face-To-Face qui est le cœur de cette thèse. Par la suite dans la deuxième partie de ce chapitre, la structure Face-To-Face a fait l'objet d'une étude de dimensionnement. Finalement, un tableau récapitulatif des dimensions du transformateur Face-To-Face a été exposé.

Le chapitre quatre constitue la plus grande partie du travail de cette thèse et traite de la fabrication technologique du transformateur planaire. Nous avons présenté les différentes étapes de fabrication des transformateurs ainsi que les problèmes technologiques rencontrés. En premier, nous avons présenté l'équipement disponible au laboratoire LT2C permettant de réaliser des couches minces (bâti de pulvérisation cathodique) et les paramètres de dépôt du cuivre. Dans un second temps, nous avons détaillé les différentes étapes de photolithographie réalisées en salle blanche. Les deux problèmes technologiques rencontrés lors de la fabrication du transformateur Face-To-Face étaient la réalisation de la connexion entre le plot central de la spirale et le plan de masse et l'assemblage final. Nous avons constaté que la solution adoptée était de substituer les connexions classiques "bondings" par un "Air Bridge" et l'assemblage a été réalisé par "Brasage". Au final, deux transformateurs avec deux épaisseurs différentes de matériau magnétique ont été réalisés pour la structure Face-To-Face et la structure Entrelacée.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Le cinquième et dernier chapitre a été consacré à la caractérisation des dispositifs réalisés. Pour cela, deux outils de caractérisation ont été utilisés : un LCRmètre pour les basses fréquences et le VNA pour les hautes fréquences. La caractérisation basse fréquence a permis d'obtenir les valeurs basse fréquence de la résistance et de l'inductance propre. La caractérisation haute fréquence au VNA nous a permis de mesurer les paramètres de dispersions S_{ij} des transformateurs fabriqués. L'extraction des différents paramètres du modèle a été réalisée en utilisant un programme Matlab développé dans les travaux de YOUSOUF KHAMIS sur la modélisation des transformateurs. Nous avons également dans ce chapitre présenté une nouvelle méthode de détermination de la capacité inter-bobinage C_{12} en substitution à celle utilisée dans les travaux de YOUSOUF KHAMIS et qui permet d'obtenir des valeurs plus précises de cette capacité.

Ces travaux se sont concrétisés par le développement d'une méthodologie de fabrication permettant de réaliser plusieurs structures de transformateurs à savoir la structure entrelacée (simple et double couche de matériau magnétique) et la structure Face-To-Face complètement réalisable au laboratoire LT2C. Notre approche, utilisant des couches de ferrites doux autorise la réalisation de composants planaires dans un très large domaine de fréquence en adaptant le choix du ferrite au domaine fréquentiel visé.

Les travaux réalisés ont abouti à plusieurs publications dans des revues internationales et lors de congrès internationaux avec comité de lecture (Voir Annexe 2).

PERSPECTIVES

Les perspectives de ce travail et d'une façon plus générale les perspectives de l'équipe composants passifs planaires RF sont nombreuses et variées :

⇒ **Aspect technologique**

Concernant les aspects technologiques, il conviendra de poursuivre le travail sur l'assemblage des deux structures (inductances) pour la réalisation du transformateur Face To Face. D'une part le brasage à plus haute température devra être étudié et d'autre part des collaborations pour l'assemblage utilisant la technologie Flip-Chip seront à rechercher. Dans les deux cas des connexions supportant des températures élevées (200°C et plus) sont nécessaires.

⇒ **Fonctionnement à haute température**

Les applications nécessitant des fonctionnements à haute température sont nombreuses, on peut citer par exemple les domaines de l'avionique, des transports Il est donc important que les composants passifs magnétiques puissent répondre aux exigences de ces applications. Les études, déjà en cours au laboratoire, sur le comportement de ces structures à 200°C et au-delà devront être poursuivies. Un premier aspect de ce travail concerne l'adhérence des couches empilées (substrat, ferrite, conducteur, isolant etc...). Le comportement de l'empilement de couches minces/épaisses possédant des coefficients de dilatation différents a été très peu étudié dans la littérature et nécessite des études plus fondamentales.

⇒ **Modélisation et modélisation thermique**

Le modèle actuellement disponible au laboratoire donne des résultats satisfaisants en régime sinusoïdal dans une large gamme de fréquence. Néanmoins ce modèle est perfectible en particulier l'extraction des éléments du modèle utilisant l'algorithme de *Levenberg-Marquardt* peut être rendue plus performante en utilisant d'autres méthodes (algorithmes génétiques par exemple). D'autre part, il conviendra d'étendre la validité du modèle à des excitations non sinusoïdales et de grandes amplitudes et à l'adapter au domaine temporel.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Enfin, l'augmentation des températures de fonctionnement de ces dispositifs nous impose de développer un modèle prenant en compte d'une part l'augmentation des températures ambiantes (loi de comportement des matériaux en fonction de la température) et d'autre part les dissipations thermiques dues aux pertes fer et Joule dans le composant.

⇒ **Diminution des entrefers**

La diminution de la largeur de l'entrefer constitue un objectif important lorsque l'on souhaite augmenter la valeur de l'inductance et du coefficient de couplage voire indispensable dans le cas des applications de puissance pour lesquelles l'épaisseur des conducteurs se traduit par une augmentation peu acceptable de la largeur de l'entrefer. Deux pistes, nécessitant des collaborations fortes, pourront être étudiées :

- La diminution des entrefers peut être obtenue en enterrant le bobinage dans le ferrite. Pour ce faire la gravure du ferrite au laser femto-seconde, en cours d'étude avec le laboratoire Hubert Curien de l'université Jean Monnet de Saint-Etienne, devra être approfondie.

- Une autre solution serait de rapporter un matériau magnétique (un polymère dopé à l'aide de particules magnétiques) entre les spires des bobinages. Cette seconde approche nécessite des collaborations multiples (chimistes polyméristes, spécialistes de l'élaboration et de la caractérisation des poudres etc...)

⇒ **Etude de la structure des bobinages**

Le développement de composants planaires de puissance (de l'ordre du Watt avec des courants de l'ordre de l'Ampère) requiert la réalisation de conducteurs de forte section. Cette contrainte s'impose également dans le cas de cahier des charges spécifiques (composant à faible résistance). Cependant, l'augmentation de la section des conducteurs peut se traduire par une forte augmentation des pertes en haute fréquence (effets de peau et de proximité) et nécessite des études spécifiques sur la constitution des bobinages afin d'une part de quantifier ces pertes et également de proposer des solutions pour les réduire.

⇒ **Aspect mesure et caractérisation**

Les moyens et méthodes de caractérisation actuellement disponibles au laboratoire concernent essentiellement les basses fréquences (<1MHz) et les hautes fréquences (>40MHz). L'achat récent d'un impédancemètre 110MHz devrait permettre de couvrir

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

l'ensemble des fréquences s'étendant du Hz jusqu'au GHz. Il conviendra cependant de développer un banc de mesure et des méthodes de caractérisation adaptés à cet équipement (essai en court-circuit, essai à vide ...).

⇒ Etude des composants dans leur environnement

Les composants planaires (inductances et transformateurs) développés au laboratoire sont, pour une large part, destinés à des applications relevant du domaine de l'électronique de puissance. Or les excitations rencontrées dans ce domaine ne sont plus sinusoïdales mais triangulaire, carré ... avec parfois de fortes composantes continues. Il est donc indispensable de conduire des études adaptées à ce type d'excitations afin de mieux prendre en compte ces spécificités (influence de la composante continue, pertes avec des formes d'onde non sinusoïdales, réponse temporelle etc...). Des travaux sont également en cours au laboratoire.

ANNEXES

ANNEXES

ANNEXE 1

1. Extraction de paramètres du modèle basse fréquence :

1.1. Extraction des paramètres du modèle

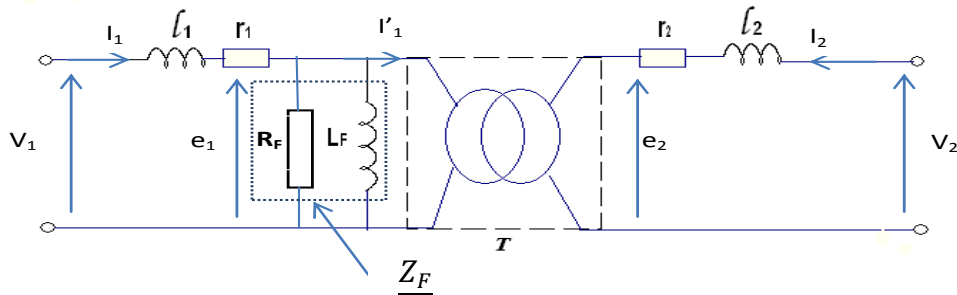
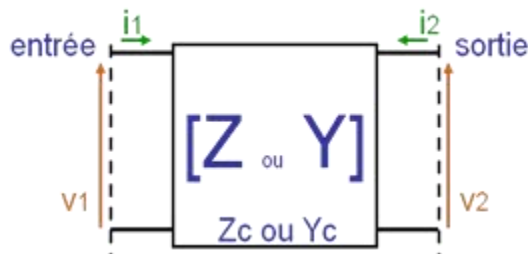


Fig.1: Modèle basse fréquence du transformateur

L'objectif étant d'extraire les paramètres du modèle en fonction des éléments de matrice Y ou Z, nous sommes donc appelés à trouver des équations reliant les grandeurs d'entrées (V_1, I_1) aux grandeurs de sorties (V_2, I_2).

Nous allons donc utiliser les notions de quadripôles pour trouver ces relations.

Pour un quadripôle T quelconque :



$$V_1 = \underline{Z}_{11}I_1 + \underline{Z}_{12}I_2 \quad (5)$$

$$V_2 = \underline{Z}_{21}I_1 + \underline{Z}_{22}I_2 \quad (6)$$

$$Z = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$$

Z est la matrice impédance, toutes les grandeurs sont complexes.

En utilisant la loi des mailles et les lois d'Ohm en régime sinusoïdal on obtient :

ANNEXES

$$\underline{V}_1 = r_1 \underline{I}_1 + j\omega l_1 \underline{I}_1 + \underline{Z}_F (\underline{I}_1 - \underline{I}'_1) \quad \text{avec} \quad \underline{Z}_F = \frac{R_F * j\omega L_F}{R_F + j\omega L_F} \quad (1)$$

$$\underline{V}_2 = r_2 \underline{I}_2 + j\omega l_2 \underline{I}_2 + \underline{E}_2 \quad (2)$$

T étant le transformateur parfait donc $m = \frac{e_2}{e_1} = -\frac{l'_1}{l_2}$

$$\underline{e}_2 = m \underline{e}_1 = m \underline{Z}_F (\underline{I}_1 - \underline{I}'_1) = m \underline{Z}_F (\underline{I}_1 + m \underline{I}_2) \quad (3)$$

En injectant 3 dans 2 on aura :

$$\underline{V}_1 = (r_1 + j\omega l_1) \underline{I}_1 + \underline{Z}_F (\underline{I}_1 + m \underline{I}_2) \quad (1)$$

$$\underline{V}_2 = (r_2 + j\omega l_2) \underline{I}_2 + m \underline{Z}_F (\underline{I}_1 + m \underline{I}_2) \quad (2)$$

$$\underline{V}_1 = (r_1 + j\omega l_1 + \underline{Z}_F) \underline{I}_1 + m \underline{Z}_F \underline{I}_2 \quad (1)$$

$$\underline{V}_2 = m \underline{Z}_F \underline{I}_1 + (r_2 + j\omega l_2 + m^2 \underline{Z}_F) \underline{I}_2 \quad (2)$$

Par identification entre le système (1,2) et (5,6) on aura :

$$\underline{Z}_{11} = r_1 + j\omega l_1 + \underline{Z}_F \quad \underline{Z}_{12} = m \underline{Z}_F$$

$$\underline{Z}_{21} = m \underline{Z}_F \quad \underline{Z}_{22} = r_2 + j\omega l_2 + m^2 \underline{Z}_F$$

$$\underline{Z}_{11} = r_1 + j\omega l_1 + \frac{\underline{Z}_{12}}{m} \quad \underline{Z}_{12} = m \underline{Z}_F$$

$$\underline{Z}_{21} = m \underline{Z}_F \quad \underline{Z}_{22} = r_2 + j\omega l_2 + m \underline{Z}_{12}$$

m=1 dans notre cas.

Nous rappellerons que la matrice impédance est une matrice complexe donc tous ses éléments sont définis par leur partie imaginaire et réelle. En décomposant les éléments de la matrice par partie réelle et partie imaginaire et après identification et simplification on aura :

$$r_1 = \Re_e (\underline{Z}_{11}) - \Re_e (\underline{Z}_{12})$$

$$r_2 = \Re_e (\underline{Z}_{22}) - \Re_e (\underline{Z}_{12})$$

ANNEXES

$$l_1 = \frac{J_m(\underline{Z}_{11}) - J_m(\underline{Z}_{21})}{\omega}$$

$$l_2 = \frac{J_m(\underline{Z}_{22}) - J_m(\underline{Z}_{21})}{\omega}$$

$$L_F = \frac{|Z^2|}{\omega * J_m(\underline{Z}_{21})}$$

$$R_F = \frac{|Z^2|}{\Re(\underline{Z}_{21})}$$

1.1. Détermination du coefficient du couplage magnétique k:

En application les lois de mailles (1,2) en régime quelconque, on aura :

$$V_1 = r_1 i_1(t) + l_1 \frac{di_1}{dt} + \underline{Z}_F \frac{d(i_1 + mi_2)}{dt}$$

$$V_2 = r_2 i_2(t) + l_2 \frac{di_2}{dt} + m \underline{Z}_F \frac{d(i_1 + mi_2)}{dt}$$

$$V_1 = r_1 i_1(t) + (l_1 + \underline{Z}_F) \frac{di_1}{dt} + m \underline{Z}_F \frac{d(i_2)}{dt}$$

$$V_2 = r_2 i_2(t) + (l_2 + m^2 \underline{Z}_F) \frac{di_2}{dt} + m \underline{Z}_F \frac{d(i_1)}{dt}$$

Par identification on a :

$L_1 = l_1 + L_F$ $L_2 = l_2 + m^2 L_F$ $M = m \underline{Z}_F$ En remplaçant les inductances l_1 , l_2 et M par leurs expressions en fonction de paramètres Z on a :

$$L_1 = \frac{J_m(\underline{Z}_{11})}{\omega} \quad L_2 = \frac{J_m(\underline{Z}_{22})}{\omega} \quad M = \frac{J_m(\underline{Z}_{12})}{\omega}$$

Le coefficient de couplage k se définit comme étant le rapport :

$$k = \frac{M}{\sqrt{(L_1)(L_2)}} = \frac{J_m(Z_{12})}{\sqrt{J_m(Z_{11})J_m(Z_{22})}}$$

L_1 : inductance propre de l'enroulement primaire ;

L_2 : inductance propre de l'enroulement secondaire ;

M : inductance Mutuelle.

1. Modèle haute fréquence :

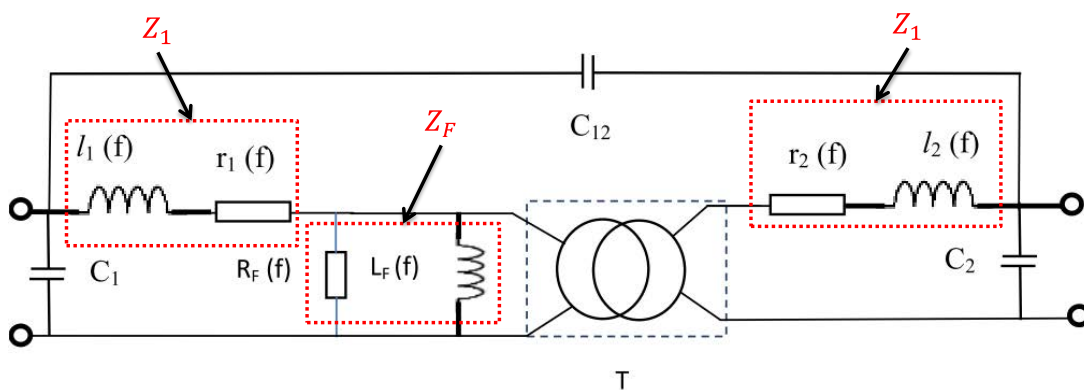


Fig.2 : Modèle haute fréquence

$$\underline{Z}_1 = r_1 + j\omega l_1 \quad \underline{Z}_2 = r_2 + j\omega l_2 \quad \underline{Z}_F = \frac{R_F * j\omega L_F}{R_F + j\omega L_F}$$

Dans cette partie nous sommes appelés à extraire les paramètres du modèles. Pour déterminer ces éléments nous nous sommes intéressés aux matrices impédances Z . Ce modèle peut être représenté par le circuit ci-dessous :

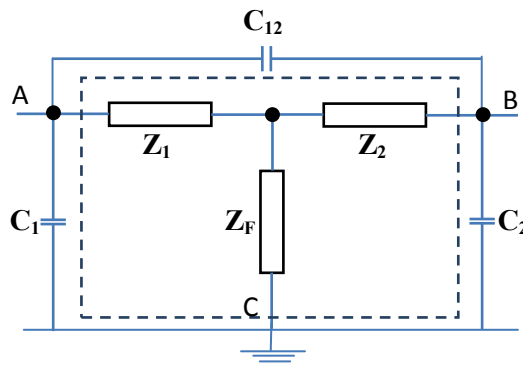


Fig.3 : Représentation simplifié du modèle HF

ANNEXES

Nous avons utilisé le théorème de Kennelly pour transformer la partie étoile en pi. Le modèle devient celui représenté sur la figure ci-dessous :

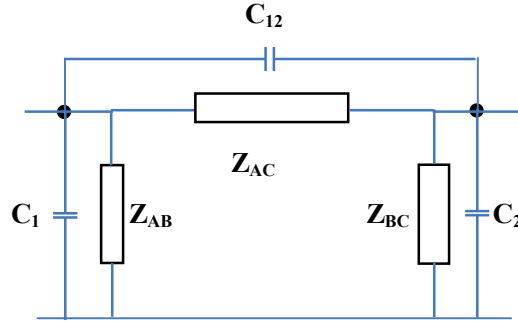


Fig.4 : Modèle HF après transformation de Kennelly

Avec :

$$\underline{Z}_{AB} = \frac{\underline{Z}_1 * \underline{Z}_2 + \underline{Z}_2 * \underline{Z}_F + \underline{Z}_F * \underline{Z}_1}{\underline{Z}_F}$$

$$\underline{Z}_{BC} = \frac{\underline{Z}_1 * \underline{Z}_2 + \underline{Z}_2 * \underline{Z}_F + \underline{Z}_F * \underline{Z}_1}{\underline{Z}_1}$$

$$\underline{Z}_{AC} = \frac{\underline{Z}_1 * \underline{Z}_2 + \underline{Z}_2 * \underline{Z}_F + \underline{Z}_F * \underline{Z}_1}{\underline{Z}_2}$$

On définit les admittances \underline{Y}_{AB} , \underline{Y}_{BC} et \underline{Y}_{AC} et le schéma devient plus simplement celui représenté sur la figure ci-dessous.

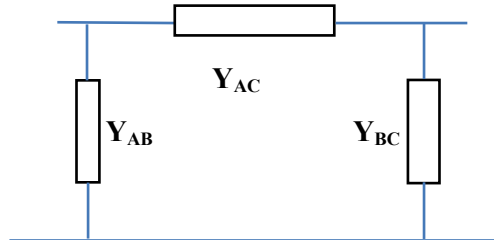


Fig.5 : Représentation simplifié du modèle HF en configuration Y

$$\underline{Y}_{AB} = j * \omega * C_{12} + \frac{1}{\underline{Z}_{AB}} \quad \underline{Y}_{BC} = j * \omega * C_2 + \frac{1}{\underline{Z}_{BC}} \quad \underline{Y}_{AC} = j * \omega * C_1 + \frac{1}{\underline{Z}_{AC}}$$

Nous avons utilisé les matrices chaines ABCD afin d'extraire par la suite les matrices impédances. Les éléments de la matrice ABCD de ce quadripôle en pi est défini par :

$$A = 1 + \frac{\underline{Y}_{BC}}{\underline{Y}_{AB}} \quad B = \frac{1}{\underline{Y}_{AB}} \quad C = \underline{Y}_{AC} + \underline{Y}_{BC} + \frac{\underline{Y}_{AC} * \underline{Y}_{AC}}{\underline{Y}_{AB}} \quad D = 1 + \frac{\underline{Y}_{AC}}{\underline{Y}_{AB}}$$

Les éléments de la matrice impédances sont définis par les équations suivantes :

$$\underline{Z}_{11} = \frac{A}{C} \quad \underline{Z}_{12} = \frac{A * D - B * C}{C} \quad \underline{Z}_{21} = \frac{1}{C} \quad \underline{Z}_{22} = \frac{D}{C}$$

ANNEXE 2

Publication dans des revues :

[FSN1] **F. Kahlouche**, K. Youssouf, M.H. Bechir, S. Capraro, A. Sibli, J.P. Chatelon, C. Buttay, J.J. Rousseau, ‘*Fabrication and characterization of a planar interleaved micro-transformer with magnetic core*’, Microelectronics Journal, Available online 29 March 2014, ISSN 0026-2692.

<http://dx.doi.org/10.1016/j.mejo.2014.03.003>.

[FSN2] K. Youssouf, **F. Kahlouche**, M. Youssouf, S. Capraro, J.P. Chatelon, A. Sibli, J.J. Rousseau, ‘*Performances of interleaved and Face to Face integrated magnetic transformers*’, EPJ Web of Conferences 40 16005 (2013)

[DOI: 10.1051/epjconf/20134016005](https://doi.org/10.1051/epjconf/20134016005)

[FSN3] Abdelkrim Hannour, Didier Vincent, **Faouzi Kahlouche**, Ardaches Tchanguoulian, Sophie Neveu, Vincent Dupuis, ‘*Self-biased cobalt ferrite nanocomposites for microwave applications*’, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 353, March 2014, Pages 29-33, ISSN 0304-8853.

<http://dx.doi.org/10.1016/j.jmmm.2013.10.010>.

Publication soumisses:

[FSN4] K. Youssouf, **F. Kahlouche**, M. Soultan, M. Youssouf, M. H. Bechir, S. Capraro, J. P. Chatelon, A. Sibli and J.J. Rousseau ‘*Design and study of interleaved and face to face magnetic micro-transformers*’, IEEE trans. On Electronic Device.

[FSN5] M.H. Bechir, D.D. Yaya, **F. Kahlouche**, M. Soultan, K. Youssouf, S. Capraro, J.P. Chatelon and J.J. Rousseau, ‘*Planar inductor equivalent circuit model taking into account magnetic permeability, skin and proximity effects versus frequency*’, IEEE Transaction on Magnetics.

[FSN6] M.H. Bechir, D.D. Yaya, **F. Kahlouche**, M. Soultan, K. Youssouf, S. Capraro, J.P. Chatelon and J.J. Rousseau, ‘*Magnetic inductor model which take into account permeability and loss tangent of the magnetic material*’, Electronics letters.

Congrès internationaux avec comité de lecture :

[FSN7] **F. Kahlouche**, Khamis Youssouf, Mahamoud Youssouf, A. Siblini, S. Capraro, J. P. Chatelon and J. J. Rousseau, “ *Study and fabrication of a planar integrated magnetic transformer*”, Advanced Electrmagnetic Symposium, April 2012, Paris, France.

[FSN8] K. Youssouf, **F. Kahlouche**, M. Youssouf, S. Capraro, J.P. Chatelon, A. Siblini, J.J. Rousseau, “ *Performances of interleaved and Face to Face integrated magnetic transformers*”, Joint European Symposia, September 2012, Parma, Italy 2012.

[FSN9] D.D. Yaya, M.H. Bechir, M.K. Youssouf, M. Soutan, **F. Kahlouche**, S. Capraro*, A. Siblini, J.P. Chatelon and J.J. Rousseau, “*Characterization of integrated inductors with one and two yig layers for low-power converters (I_w)*”, Joint European Symposia, August 2013, Rhodes, Greece.

RÉFÉRENCES

RÉFÉRENCES

RÉFÉRENCES

- [LoKe89] L. Kelvin, « Mathématique et Physique », Vol3, P 491, 1989.
- [Robe99] F. Robert, « Modélisation et simulation de transformateurs pour alimentations à découpage », Thèse de l'Université Libre de Bruxelles, P 428, 1999.
- [Alla10] D. Allassem, « Contribution à la réalisation d'une micro-inductance planaire », Thèse de l'Université Jean Monnet - Saint-Etienne, 2010.
- [MeIs04] S. Mei et Y. I. Ismail, « Modeling skin and proximity effects with reduced realizable RL circuits », *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. VLSI Syst.*, vol. 12, n° 4, p. 437-447, avr. 2004.
- [VaZi88] J.-P. Vandelac et P. D. Ziogas, « A novel approach for minimizing high-frequency transformer copper losses », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, n° 3, p. 266-277, juill. 1988.
- [Ohan00] R. C. O'Handley, *Modern Magnetic Materials: Principles and Applications*. New York: Wiley-Blackwell, 2000.
- [WZZD05] X.-N. Wang, X.-L. Zhao, Y. Zhou, X.-H. Dai, et B.-C. Cai, « Fabrication and performance of novel RF spiral inductors on silicon », *Microelectron. J.*, vol. 36, n° 8, p. 737-740, août 2005.
- [KPKK09] S. G. Kim, H. S. Park, J. G. Koo, J. D. Kim, T. M. Rho, Y. H. Lee, B. W. Kim, et J. Y. Kang, « Monolithic double rectangular spiral thin-film inductors implemented with NiFe magnetic cores for on-chip dc-dc converter applications », *Thin Solid Films*, vol. 517, n° 14, p. 4204-4206, mai 2009.
- [KuDu12] 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.
- [YuYe08] J. Yunas et B. Yeop Majlis, « Comparative study of stack interwinding micro-transformers on silicon monolithic », *Microelectron. J.*, vol. 39, n° 12, p. 1564-1567, déc. 2008.
- [ArAE01] K. I. Arshak, A. Ajina, et D. Egan, « Development of screen-printed polymer thick film planar transformer using Mn-Zn ferrite as core material », *Microelectron. J.*, vol. 32, n° 2, p. 113-116, févr. 2001.
- [Sibl12] A. Siblini, « Design, Manufacturing and characterization of integrated inductors with magnetic layers for DC-DC converter », *Adv. Electromagn.*, vol. 1, n° 2, p. 58, oct. 2012.
- [Dele09] O. Deleage, « Conception, réalisation et mise en oeuvre d'un micro-convertisseur intégré pour la conversion DC/DC », Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2009.

RÉFÉRENCES

- [RSLB08] I. Radovic, Y. Serruys, Y. Limoge, et N. Bibic, « Reactive sputtering deposition of SiO₂ thin films », *J. Serbian Chem. Soc.*, vol. 73, n° 1, p. 121-126, 2008.
- [MmRd10] M. Malione et R. Decourt « Matériaux diélectriques », *Technique de l'Ingénieur*, n° k722, 2010.
- [RiWe13] R. Welter, « Matériaux diélectriques », *Cours Master matériaux, Université de Strasbourg*, disponible sur site : http://www-chimie.u-strasbg.fr/~decomet/data/cours/dielect_1.pdf
- [DeGr65] B. E. Deal et A. S. Grove, « General Relationship for the Thermal Oxidation of Silicon », *J. Appl. Phys.*, vol. 36, n° 12, p. 3770-3778, déc. 1965.
- [Shi06] F. Shi, « Etude des propriétés physico-chimiques de surfaces microstructurées : application à la fabrication de verres organiques ophtalmiques digitaux. », 22-déc-2006. [En ligne]. Disponible sur: <http://ethesis.inp-toulouse.fr/archive/00000615/>
- [DFDP11] G. Dubourg, L. Fadel-Taris, I. Dufour, C. Pellet, et C. Ayela, « Collective fabrication of all-organic microcantilever chips based on a hierarchical combination of shadow-masking and wafer-bonding processing methods », *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 21, n° 9, p. 095021, sept. 2011.
- [SuSa96] C. R. Sullivan et S. R. Sanders, « Design of microfabricated transformers and inductors for high-frequency power conversion », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 11, n° 2, p. 228-238, mars 1996.
- [ITOK11] H. Ito, A. Takeuchi, S. Okazaki, H. Kobayashi, Y. Sugawa, A. Takeshima, M. Sonehara, N. Matsushita, et T. Sato, « Fabrication of Planar Power Inductor for Embedded Passives in LSI Package for Hundreds Megahertz Switching DC-DC Buck Converter », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, n° 10, p. 3204-3207, oct. 2011.
- [Gyou08] S.-Y. C. GyoungBum Kim, « Integrated planar spiral inductors with CoFe and NiFe ferromagnetic layer », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 50, n° 3, p. 676 - 678, 2008.
- [RiLe14] R. Lebourgeois « Ferrites faibles pertes pour applications fréquentielles », *Technique de l'Ingénieur*, n°e1760-1, 2014.
- [KSYM05] I. Kowase, T. Sato, K. Yamasawa, et Y. Miura, « A planar inductor using Mn-Zn ferrite/polyimide composite thick film for low-Voltage and large-current DC-DC converter », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, n° 10, p. 3991-3993, oct. 2005.
- [KiKK06] H. Kim, Y. Kim, et J. Kim, « An Integrated LTCC Inductor Embedding NiZn Ferrite », in *Magnetics Conference, 2006. INTERMAG 2006. IEEE International*, 2006, p. 353-353.
- [HMAS12] E. Haddad, C. Martin, B. Allard, M. Soueidan, et C. Joubert, « Micro-Fabrication of Planar Inductors for High Frequency DC-DC Power Converters », in *Advanced Magnetic Materials*, L. Malkinski, Éd. InTech, 2012.

RÉFÉRENCES

- [JJFB08] E. C. W. de Jong, E. C. W. de Jong, B. J. A. Ferreira, et P. Bauer, « Toward the Next Level of PCB Usage in Power Electronic Converters », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, n° 6, p. 3151-3163, nov. 2008.
- [QuBH92] M. T. Quirke, J. J. Barrett, et M. Hayes, « Planar magnetic component technology-a review », *IEEE Trans. Compon. Hybrids Manuf. Technol.*, vol. 15, n° 5, p. 884-892, oct. 1992.
- [OuAT11] Z. Ouyang, M. A. Andersen, et O. C. Thomsen, « Advances in planar and integrated magnetics », Technical University of Denmark Danmarks Tekniske Universitet, Department of Applied Electronics Institut for Anvendt Elektronik, 2011.
- [HMJA11] E. Haddad, C. Martin, C. Joubert, B. Allard, M. Soueidan, M. Lazar, C. Buttay, et B. Payet-Gervy, « Modeling, Fabrication, and Characterization of Planar Inductors on YIG Substrates », *Adv. Mater. Res.*, vol. 324, p. 294-297, août 2011.
- [FIA/S] Flux A/S, Denmark, <http://www.flux.dk/products/customised-magnetics.aspx?image=16>, consulté le 13/09/2013.
- [KBSS12] S. Katz, I. Brouk, S. Stolyarova, S. Shapira, et Y. Nemirovsky, « High performance MEMS 0.18 μm RF-CMOS transformers », *Microelectron. J.*, vol. 43, n° 1, p. 13-16, janv. 2012.
- [RLLK00] R. P. Ribas, J. Lescot, J.-L. Leclercq, J. M. Karam, et F. Ndagijimana, « Micromachined microwave planar spiral inductors and transformers », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, n° 8, p. 1326-1335, août 2000.
- [OAPF12] Z. Ouyang, M. Acanski, J. Popovic, J. A. Ferreira, O. C. Thomsen, et M. A. E. Andersen, « Design Considerations of Very Low Profile Coupled Inductors for Flexible Photovoltaic Module », in *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, 2012, p. 1-8.
- [TaHC00] S. C. Tang, S. Y. R. Hui, et H. S.-H. Chung, « Coreless planar printed-circuit-board (PCB) transformers-a fundamental concept for signal and energy transfer », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, n° 5, p. 931-941, sept. 2000.
- [TaHC00] S. C. Tang, S. Y. R. Hui, et H. Chung, « Coreless printed circuit board (PCB) transformers with high power density and high efficiency », *Electron. Lett.*, vol. 36, n° 11, p. 943-944, mai 2000.
- [TaHC00] S. C. Tang, S. Y. R. Hui, et H. Chung, « A low-profile power converter using printed-circuit board (PCB) power transformer shielded with ferrite polymer composite », in *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, 2000, vol. 3, p. 1279-1284 vol.3.
- [WuSH11] R. Wu, J. K. O. Sin, et S. Y. Hui, « Novel Silicon-Embedded Coreless Transformer for On-Chip Isolated Signal Transfer », *IEEE Magn. Lett.*, vol. 2, p. 6500103-6500103, 2011.
- [PWFT00] L. Peng, R. Wu, X. Fang, Y. Toyoda, M. Akahane, M. Yamaji, H. Sumida, et J. K. O. Sin, « A Fully Integrated 3D TSV Transformer for High-Voltage Signal Transfer

RÉFÉRENCES

- Applications ». [En ligne]. Disponible sur: <http://ssl.ecsdl.org>. [Consulté le: 26-juin-2014].
- [Chen08] B. Chen, « Isolated half-bridge gate driver with integrated high-side supply », in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008*, 2008, p. 3615-3618.
- [DLBG04] T. Dickson, M.-A. LaCroix, S. Boret, D. Gloria, R. Beerkens, et S. P. Voinigescu, « Si-based inductors and transformers for 30-100 GHz applications », in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, vol. 1, p. 205-208 Vol.1.
- [ABZB07] S. Azimi, M. Bahmanyar, M. Zolgharni, et W. Balachandran, « Numerical investigation of magnetic sensor for DNA hybridization detection using planar transformer », *Int. J. Multiphysics*, vol. 1, n° 4, p. 367-376, déc. 2007.
- [VeCr99] S. Verma et J. M. Cruz, *On-chip inductors and transformers*. Sun Microsystems, 1999.
- [Sche99] A. Schellmanns, « Circuits équivalents pour transformateurs multienroulements : Application à la CEM conduite d'un convertisseur », Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999.
- [LLCM01] D. C. Laney, L. E. Larson, P. Chan, J. Malinowski, D. Harame, S. Subbanna, R. Volant, et M. Case, « Microwave transformers, inductors and transmission lines implemented in an Si/SiGe HBT process », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, n° 8, p. 1507-1510, août 2001.
- [Tras08] C. Trask, « Wideband Transformer Models: Measurement and Calculation of Reactive Elements », 2008.
- [LuZH03] H.-Y. Lu, J. G. Zhu, et S. Y. R. Hui, « Experimental determination of stray capacitances in high frequency transformers », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, n° 5, p. 1105-1112, sept. 2003.
- [Sipp03] M. Sippola, « Developments for the high frequency power transformer design and implementation », juin 2003.
- [OuTA12] Z. Ouyang, O. C. Thomsen, et M. A. E. Andersen, « Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC #x2013;DC Converters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, n° 7, p. 2800-2810, juill. 2012.
- [SYKM07] J. Shi, W.-Y. Yin, K. Kang, J.-F. Mao, et L.-W. Li, « Frequency-Thermal Characterization of On-Chip Transformers With Patterned Ground Shields », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 1, p. 1-12, janv. 2007.
- [WaSa63] F. Wanlass et C. Sah, « Nanowatt logic using field-effect metal-oxide semiconductor triodes », in *Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers. 1963 IEEE International*, 1963, vol. VI, p. 32-33.
- [DaEt13] D. Etiemble, « Réalisation des opérateurs logiques », *Technique de l'Ingénieur*, n°e182, 2013.

RÉFÉRENCES

- [ThSk00] T. Skotnicki, « Transistor Mos et sa technologie de fabrication », *Technique de l'Ingénieur*, n°e2430, 2000.
- [GuLi07] L. Gu et X. Li, « High-Performance CMOS-Compatible Solenoidal Transformers With a Concave-Suspended Configuration », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, n° 6, p. 1237-1245, juin 2007.
- [ZoCR01] A. Zolfaghari, A. Chan, et B. Razavi, « Stacked inductors and transformers in CMOS technology », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, n° 4, p. 620-628, avr. 2001.
- [CSJM09] H. M. Cheema, P. Sakian, E. Janssen, R. Mahmoudi, et A. van Roermund, « Monolithic Transformers for High Frequency Bulk CMOS Circuits », in *IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2009. SiRF '09*, 2009, p. 1-4.
- [DfIb95] D. Fisher, I. Bahl, « In Gallium Arsenic IC Applications Handbook », San Diego, CA: Academic Press, 1995.
- [DeJs00] D. Esteve et J. Simonne, « Microsystèmes », *Technique de l'Ingénieur*, n°e2305, 2000.
- [YKCY02] J.-B. Yoon, B.-I. Kim, Y.-S. Choi, et E. Yoon, « 3-D lithography and metal surface micromachining for RF and microwave MEMS », in *The Fifteenth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2002*, 2002, p. 673-676.
- [KBSS12] S. Katz, I. Brouk, S. Stolyarova, S. Shapira, et Y. Nemirovsky, « High performance MEMS 0.18 μm RF-CMOS transformers », *Microelectron. J.*, vol. 43, n° 1, p. 13-16, janv. 2012.
- [FMCW89] E. Frlan, S. Meszaros, M. Cuhaci, et J. S. Wight, « Computer aided design of square spiral transformers and inductors (MIC application) », in *Microwave Symposium Digest, 1989., IEEE MTT-S International*, 1989, p. 661-664 vol.2.
- [CYKY02] Y.-S. Choi, J.-B. Yoon, B.-I. Kim, et E. Yoon, « A high-performance MEMS transformer for silicon RF ICS », in *The Fifteenth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 2002*, 2002, p. 653-656.
- [YHYK99] J.-B. Yoon, C.-H. Han, E. Yoon, et C.-K. Kim, « Monolithic integration of 3-D electroplated microstructures with unlimited number of levels using planarization with a sacrificial metallic mold (PSMM) », in *Twelfth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, 1999. MEMS '99*, 1999, p. 624-629.
- [KiAl98] Y.-J. Kim et M. G. Allen, « Surface micromachined solenoid inductors for high frequency applications », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol. Part C*, vol. 21, n° 1, p. 26-33, janv. 1998.
- [LJGo06] L.J. Golonka, « Technology and applications of Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC) based sensors and microsystems », *Buletin of the polish Academy of science technical*, vol. 54, n° 1, janv. 2006.

RÉFÉRENCES

- [GESS01] M. R. Gongora-Rubio, P. Espinoza-Vallejos, L. Sola-Laguna, et J. J. Santiago-Avilés, « Overview of low temperature co-fired ceramics tape technology for meso-system technology (MsST) », *Sens. Actuators Phys.*, vol. 89, n° 3, p. 222-241, avr. 2001.
- [Anna03] S. Annas, « Advances in low temperature co-fired ceramic (LTCC) for ever increasing microelectronic applications », in *Electronic Components and Technology Conference, 2003. Proceedings. 53rd*, 2003, p. 1691-1693.
- [SMRL10] G. Stojanovic, A. Maric, G. Radosavljevic, E. Laboure, et W. Smetana, « Performance analysis of LTCC transformers for application in DC/DC converters », in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*, 2010, p. T2-174-T2-178.
- [RCMA02] R. L. Wahlers, C. Y. D. Huang, M. R. Heinz, A. H. Feingold, « Low profile LTCC transformers », Electro science laboratories, King of Prussia, Midcom Inc, Watertown, disponible [<http://www.shanghaiesl.com/publications/IMAPS2002%281%29.pdf>]
- [MRGR04] M.R. Grongora-Rubio, « Non-Packaging applications of LTCC technology », Presentation conference of Pan-America Advanced Studies Institute, Micro-electro mechanical Systems, June 2004.
- [KDGo00] J. Kita, A. Dziedzic et L. J. Golonka, « Non-conventional application of laser in LTCC and thick-film technology – preliminary results », *Proc. 23rd Int. Spring Seminar on Electronics Technology*, Balatonfüred (Hungary), 219–224 (2000)
- [KDGB00] J. Kita, A. Dziedzic, L. J. Golonka, et A. Bochenek, « Properties of laser cut LTCC heaters », *Microelectron. Reliab.*, vol. 40, n° 6, p. 1005-1010, juin 2000.
- [Keis68] F. Z. Keister, « An Evaluation of Materials and Processes for Integrated Microwave Circuits », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 16, n° 7, p. 469-475, juill. 1968.
- [InBa03] I. Bahl, « Lumped Elements for RF And Microwave Circuits », Artech House Editor, Jan.2003.
- [BCRB04] T. Boudiar, S. Capraro, T. Rouiller, M.-F. Blanc-Mignon, B. Payet-Gervy, M. Le Berre, et J.-J. Rousseau, « YIG thin films for magneto-optical and microwave applications », *Phys. Status Solidi C*, vol. 1, n° 12, p. 3347-3351, déc. 2004.
- [BPBR04] T. Boudiar, B. Payet-Gervy, M.-F. Blanc-Mignon, J.-J. Rousseau, M. Le Berre, et H. Joisten, « Magneto-optical properties of yttrium iron garnet (YIG) thin films elaborated by radio frequency sputtering », *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 284, p. 77-85, déc. 2004.
- [ZeMV07] Z. Zerrougui, A. Merzouki, et D. Vincent, « High frequency characterization of the thin film ferrites BaM and YIG », *Eur. Phys. J. - Appl. Phys.*, vol. 39, n° 01, p. 45-50, 2007.
- [TCMJ05] T. Boudiar, C. Nader, T. Rouiller, M. Le Berre, H. Joisten, M.F. Blanc-Mignon, B. Payet-Gervy, B. Bayard, J.-J. Rousseau, "Elaboration de couches minces

RÉFÉRENCES

- YIG par pulvérisation cathodique RF pour la réalisation de composants hyperfréquences intégrés", *J. Phys.IV France*, vol. 124, N° , pp. 159-163, 2005.
- [CBRC04] S. Capraro, T. Boudiar, T. Rouiller, J. P. Chatelon, B. Bayard, M. Le Berre, B. Payet-Gervy, M. F. Blanc-Mignon, et J. J. Rousseau, « Exploration of a thin YIG film-based coplanar isolator », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 42, n° 6, p. 470-471, sept. 2004.
- [SHTK81] K. Shibata, K. Hatori, Y. Tokumitsu, et H. Komizo, « Microstrip Spiral Directional Coupler », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 29, n° 7, p. 680-689, juill. 1981.
- [Long00] J. R. Long, « Monolithic transformers for silicon RF IC design », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, n° 9, p. 1368-1382, sept. 2000.
- [GGRa91] G.G. Rabjohn, « Monolithic microwave transformers », Thèse de Doctorat de l'Université Carleton, Canada, Avril 1991.
- [HsTH07] H.-M. Hsu, M.-C. Tsai, et K.-H. Huang, « An on-chip transformer in silicon-based technology », *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 17, n° 8, p. 1504, août 2007.
- [UMC013] http://www.umc.com/chinese/pdf/90nm_DM.pdf, consulté en Décembre 2013.
- [OWBR04] T. O'Donnell, N. Wang, M. Brunet, S. Roy, A. Connell, J. Power, C. O'Mathuna, et P. McCloskey, « Thin film micro-transformers for future power conversion », in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04, 2004*, vol. 2, p. 939-944 vol.2.
- [BOBW02] M. Brunet, T. O'Donnell, L. Baud, N. Wang, P. McCloskey, et S. C. O'Mathuna, « Electrical performance of micro-transformers for DC-DC converter applications », in *Magnetics Conference, 2002. INTERMAG Europe 2002. Digest of Technical Papers. 2002 IEEE International*, 2002, p. DQ9-.
- [CSBe13] <http://www.chemspider.com/Chemical-Structure.62868.html>, Consulté en Décembre 2013.
- [YMay05] Y. Maycvskiy, « Analysis and Modeling of Monolithic On-Chip Transformers on Silicon Substrates », Thèse de Doctorat de l'Université Oregon, P-4, 2005.
- [SSMo99] S.S. Mohan « Analysis and Modeling of Monolithic On-Chip Transformers on Silicon Substrates », Thèse de Doctorat de l'Université STANFORD, USA, Dec 1999.
- [WKJR12] N. Wang, S. Kulkarni, B. Jamieson, J. Rohan, D. Casey, S. Roy, et C. O'Mathuna, « High efficiency Si integrated micro-transformers using stacked copper windings for power conversion applications », in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, p. 411-416.
- [PaBu03] J. Y. Park et J. U. Bu, « Packaging compatible microtransformers on a silicon substrate », *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 26, n° 2, p. 160-164, mai 2003.

RÉFÉRENCES

- [MBMA10] C. D. Meyer, S. S. Bedair, B. C. Morgan, et D. P. Arnold, « High-Inductance-Density, Air-Core, Power Inductors, and Transformers Designed for Operation at 100-500 MHz », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, n° 6, p. 2236-2239, juin 2010.
- [Yama94] K. Yamasawa, « A DC-DC Converter Using a Microtransformer », *IEEE Transl. J. Magn. Jpn.*, vol. 9, n° 4, p. 120-126, juill. 1994.
- [YMYS97] Y. Yamamoto, A. Makino, T. Yamaguchi, et I. Sasada, « Fine grained ferrite for low profile transformer », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, n° 5, p. 3742-3744, sept. 1997.
- [YMHB90] K. Yamasawa, K. Maruyama, I. Hirohama, et P. P. Biringer, « High-frequency operation of a planar-type microtransformer and its application to multilayered switching regulators », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 26, n° 3, p. 1204-1209, mai 1990.
- [MFCD04] E. Martincic, E. Figueras, E. Cabruja, E. Dufour-Gergam, et M. Woytasik, « Magnetic micro-transformers realized with a flip-chip process », *J. Micromechanics Microengineering*, vol. 14, n° 9, p. S55, sept. 2004.
- [LZOG02] Y.-C. Liang, W. Zeng, P. H. Ong, Z. Gao, J. Cai, et N. Balasubramanian, « A concise process technology for 3-D suspended radio frequency micro-inductors on silicon substrate », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 23, n° 12, p. 700-703, déc. 2002.
- [NaKw97] C.-M. Nam et Y.-S. Kwon, « High-performance planar inductor on thick oxidized porous silicon (OPS) substrate », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 7, n° 8, p. 236-238, août 1997.
- [ZLTC03] J. Zou, C. Liu, D. R. Trainor, J. Chen, J. E. Schutt-Aine, et P. L. Chapman, « Development of three-dimensional inductors using plastic deformation magnetic assembly (PDMA) », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 4, p. 1067-1075, avr. 2003.
- [PaEB02] J. Y. Park, Y. S. Eo, et J. U. Bu, « Surface Micromachined RF Inductors and Transformers for Advanced Telecommunication Applications », in *Microwave Conference, 2002. 32nd European*, 2002, p. 1-4.
- [WeMo07] D.-H. Weon et S. Mohammadi, « High Performance 3-D Helical RF Transformers », in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 2007, p. 1897-1900.
- [WJKM04] D.-H. Weon, J.-H. Jeon, J.-I. Kim, S. Mohammadi, et L. P. B. Katehi, « High-Q integrated 3-D inductors and transformers for high frequency applications », in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, vol. 2, p. 877-880 Vol.2.
- [DeMC04] N. Dechev, J. K. Mills, et W. L. Cleghorn, « Mechanical Fastener Designs for Use in the Microassembly of 3D Microstructures », p. 447-456, janv. 2004.

RÉFÉRENCES

- [DARB01] D. Koester, A. Cowen, R. Mahadevan, B. Hardy, « PolyMUMPs Design Handbook Revision 8.0 », MEMSCAP, MEMS Business Unit (CRONOS), Research Park, NC., USA, 2001.
- [XLAH98] M. Xu, T. M. Liakopoulos, C. H. Ahn, S. H. Han, et H. J. Kim, « A microfabricated transformer for high-frequency power or signal conversion », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, n° 4, p. 1369-1371, juill. 1998.
- [MYTY92] M. Mino, T. Yachi, A. Tago, K. Yanagisawa, et K. Sakakibara, « A new planar microtransformer for use in micro-switching converters », *IEEE Trans. Magn.*, vol. 28, n° 4, p. 1969-1973, juill. 1992.
- [HFSS13] http://www.ansys.com/fr_fr/Produits/Flagship+Technology/ANSYS+HFSS, consulté en Octobre 2013.
- [KhYo14] K. Youssouf, « Modélisation des Transformateurs Planaires Intégrés », Thèse de Doctorat de l'Université Jean Monnet- Saint Étienne, Mars 2014.
- [KrAd08] K. Adoum, « Etude et réalisation de micro-inductances pour convertisseur DC/DC », Thèse de doctorat, de l'Université Jean Monnet, Saint Etienne, 2008.
- [TeCe13] <http://www.temex-ceramics.com/site/fr/ferrites-hyper-frequences.html>, consulté le 15/09/2013.
- [MaMe13] <http://www.materiel-metallographie.com/produit-consommables-pour-le-collage-m72-p131.html>, consulté le 18/09/2013.
- [TkMa91] T. Matsushima, thèse Université d'Osaka, P- 49, Japon, 1991.
- [Jian92] Y. m. Jiang, «Pulvérisation cathodique assisté par ordinateur», thèse de doctorat de l'Université de Paris-Sud Centre d'Orsay, 1992.
- [AbFp05] A. Billard et F. Perry, « Pulvérisation cathodique magnétron », *Technique de l'Ingénieur*, n°m1654, 2005.
- [SMSz83] S.M. Sze, « VLSI Technology », 1st edition, McGraw-Hill International Editions, 1983.
- [JGSk73] J.G. Skinner, « Some relative merits of contact, near-contact and projection printing », *Proc. Kodak Interface'73*, vol/ 53, 1973
- [YDDa13] Y.D.Dari, « Conception, Réalisation et Caractérisation d'Inductances Planaires à Couches Magnétiques », Thèse de doctorat de l'Université Jean Monnet, Saint Etienne, 2013.
- [PePe13] http://www.pouget-pellerin.com/ssrubrique.php?id_rubrique=465, consulté le 20/10/2013.
- [ANSY13] http://www.ansys.com/fr_fr, consulté 10/2013.
- [FERC13] <http://www.fercilec.com/>, consulté 10/2013.

RÉFÉRENCES

- [TeIn05] Texas Instruments, « Flip Chip Ball Grid Array Package Reference Guide », Literature Number: PRU811A, May 2005.
- [DaPe06] D. Peyrou, « Etude Théorique et Expérimentale Des Techniques D'assemblage et de Mise en Boitier Pour L'intégration de Microsystème Radio-Frequences », Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse, 2006.
- [BCHK09] N. Belov, T.-K. Chou, J. Heck, K. Kornelsen, D. Spicer, S. Akhlaghi, M. Wang, et T. Zhu, « Thin-layer Au-Sn solder bonding process for wafer-level packaging, electrical interconnections and MEMS applications », in *Interconnect Technology Conference, 2009. IITC 2009. IEEE International*, 2009, p. 128-130.
- [Cif013] www.cif.com

RÉSUMÉ

Fabrication et Caractérisation de Micro Transformateurs Planaires à Couches Magnétiques

Dans l'aéronautique et plus précisément dans les avions tout électrique, l'objectif visé est de réduire les masses et volumes des composants. Pour cela, les actionneurs électriques remplacent progressivement les actionneurs hydrauliques et mécaniques. Ces actionneurs électriques ont besoin d'être commandés ; le projet THOR (projet européen dans lequel s'inscrit cette thèse) vise entre autres à développer un étage de commande permettant de piloter des interrupteurs de puissance. Les interrupteurs étant situés à proximité directe de l'étage driver et les tensions de sorties pouvant atteindre 3 kV, une isolation galvanique est obligatoire. Anciennement, les opto-coupleurs étaient utilisés pour assurer l'isolation galvanique dans les étages de commande. Cependant, afin de pouvoir utiliser ces composants dans un environnement thermique contraignant et assurer une meilleure intégration, les opto-coupleurs ne sont plus adaptés et sont remplacés par des transformateurs. Dans ce contexte, s'inscrivent les travaux de cette thèse où l'objectif principal est de développer, réaliser et caractériser des transformateurs plans intégrables répondant au cahier des charges THOR.

Dans un premier temps, un état de l'art sur les différentes technologies de fabrication de transformateurs plans est établi avant de choisir la technologie et les matériaux utilisés dans ces composants. Dans un deuxième temps, on s'intéresse au choix et au dimensionnement du transformateur. Deux structures répondant au cahier des charges THOR ont été retenues et dimensionnées à l'aide d'un logiciel de simulation (HFSS) : une structure entrelacée et une structure 'face to face'. Ces deux structures ont été réalisées et caractérisées à l'aide d'un LCRmètre en basse fréquence et d'un Analyseur Vectoriel de Réseaux (VNA) en haute fréquence. Pour les deux structures, la caractérisation a permis de vérifier les valeurs des inductances magnétisantes supérieures à 1 μ H souhaitées par le projet THOR et des facteurs de couplages supérieurs à 0,9 déterminées par simulation. D'autres paramètres importants du cahier des charges ont été également extraits à savoir la capacité inter-bobinage où des capacités inférieures à quelques pF ont été obtenues et des résistances d'enroulement inférieures à 10 Ω ont été relevées.

Mots clés : Transformateurs plans, Matériau magnétique, Micro-fabrication, Face-To-Face, Entrelacé, Caractérisation LCRmètre, VNA.

ABSTRACT

Fabrication and Characterization of magnetic planar micro transformer

In aeronautics and more specifically in an all-electric aircraft, the main objective is to reduce the mass and volume of the components. For this, the electric actuators gradually replace hydraulic and mechanical actuators. These electric actuators need to be commanded; THOR project (European project supporting this thesis) aims to develop a control stage to command the power switches. The switches are located in the direct vicinity of the driver stage with an output voltage that can reach up to 3 kV hence the need for a galvanic isolation. Formerly, the opto-couplers were used to provide galvanic isolation in the control stages. However, in order to use these components in thermal constraining environment and ensure better integration, opto-couplers are no longer appropriate and are replaced by transformers. In this context, the main objective of this thesis is to develop, realize and characterize integrated planar transformers that meet the THOR specifications.

At first a state of art on the different manufacturing technologies of planar transformers is established before choosing the technology and the materials used in the fabrication of our planar transformers. In a second step, we are interested in the choice and size of the transformer structure. Two structures that met the THOR specifications were selected and resized using a simulation software (HFSS). Finally, these two structures were realized and characterized using an RLC-meter at low frequency and a Vector Network Analyzer (VNA) at high frequency. For both structures, the characterization allowed to verified the magnetizing inductance greater than 1 μ H desired by the THOR project and a coupling factor greater than 0,9 obtained par simulations. Other important parameters were also extracted namely the inter-winding capacity where less than few pF was obtained and the windings resistance has been identified less than 10 Ω .

Keywords: Planar transformer, Magnetic material, Micro fabrication, Face-To-Face, inter-winding, RLC-meter characterization, VNA.