



**HAL**  
open science

# Conception et réalisation de transformateurs intégrés pour les alimentations de faible puissance

Maxime Semard

► **To cite this version:**

Maxime Semard. Conception et réalisation de transformateurs intégrés pour les alimentations de faible puissance. Energie électrique. Université de Lyon, 2018. Français. NNT : 2018LYSE1091 . tel-01986098

**HAL Id: tel-01986098**

**<https://theses.hal.science/tel-01986098>**

Submitted on 18 Jan 2019

**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.



N° d'ordre NNT : 2018LYSE1091

**THÈSE DE DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE LYON**  
opérée au sein de  
**l'Université Claude Bernard Lyon 1**

**École doctorale ED160**  
**Électronique, Électrotechnique, Automatique de Lyon**

**Spécialité de doctorat : Génie électrique**

Soutenue publiquement le 07/06/2018, par :  
**Maxime SEMARD**

---

# **Conception et réalisation de transformateurs intégrés pour les alimentations de faible puissance**

---

Devant le jury composé de :

Florence RAZAN, Maître de conférences, Laboratoire SATIE  
Thierry TALBERT, Maître de conférences, Laboratoire PROMES  
Afef LÉBOUC, Directeur de recherche CNRS, G2ELAB  
Hervé MOREL, Directeur de recherche CNRS, INSA de Lyon

Rapporteuse  
Rapporteur  
Examinatrice  
Examineur

Charles JOUBERT, Professeur des universités, Laboratoire Ampère  
Cyril BUTTAY, Chargé de recherche CNRS, Laboratoire Ampère  
Christian MARTIN, Maître de conférences, Laboratoire Ampère

Directeur de thèse  
Invité  
Invité

# UNIVERSITÉ CLAUDE BERNARD – LYON 1

Président de l'Université	M. le Professeur Frédéric FLEURY
Président du Conseil Académique	M. le Professeur Hamda BEN HADID
Vice-président du Conseil d'Administration	M. le Professeur Didier REVEL
Vice-président du Conseil Formation et Vie Universitaire	M. le Professeur Philippe CHEVALIER
Vice-président de la Commission Recherche	M. Fabrice VALLÉE

## *COMPOSANTES SANTÉ*

Faculté de Médecine Lyon Est – Claude Bernard	Directeur : M. le professeur G. RODE
Faculté de Médecine et de Maïeutique Lyon Sud – Charles Mérieux	Directeur : M <sup>me</sup> la Professeure C. BURILLON
Faculté d'Odontologie	Directeur : M. le Professeur D. BOURGEOIS
Institut des Sciences Pharmaceutiques et Biologiques	Directeur : M <sup>me</sup> la Professeure C. VINCIGUERRA
Institut des Sciences et Techniques de la Réadaptation	Directeur : M. X. PERROT
Département de formation et Centre de Recherche en Biologie Humaine	Directeur : M <sup>me</sup> la Professeure A.M. SCHOTT

## *COMPOSANTES ET DÉPARTEMENTS DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES*

Faculté des Sciences et Technologies	Directeur : M. F DE MARCHI
Département Biologie	Directeur : M. le Professeur F. THEVENARD
Département Chimie–Biochimie	Directeur : M <sup>me</sup> C. FELIX
Département GEP	Directeur : M. le Professeur H. HAMMOURI
Département Informatique	Directeur : M. le Professeur S. AKKOUICHE
Département Mathématiques	Directeur : M. le Professeur G. TOMANOV
Département Physique	Directeur : M. le Professeur J.C. PLENET
UFR Sciences et Techniques des Activités Physiques et Sportives	Directeur : M. Y. VANPOUILLE
Observatoire des Sciences de l'Univers de Lyon	Directeur : M. B. GUIDERDONI
Polytech Lyon	Directeur : M. le Professeur E. PERRIN
École Supérieure de Chimie Physique Électronique	Directeur : M. G. PIGNAULT
Institut Universitaire de Technologie de Lyon 1	Directeur : M. le Professeur C. VITTON
École Supérieure du Professorat et de l'Éducation	Directeur : M. le Professeur A. MOUGNIOTTE
Institut de Science Financière et d'Assurances	Directeur : M. N. LEBOISNE

# Remerciements

Ce mémoire présente des travaux de thèse qui n'auraient sans doute jamais vu le jour si, en 2004, après avoir été invité à redoubler ma troisième, j'avais obtempéré.<sup>1</sup>

Ce mémoire présente mes travaux de thèse réalisés au laboratoire Ampère. Je remercie ses directeurs successifs, Guy CLERC et Bruno ALLARD, de m'avoir permis d'effectuer mes recherches en son sein.

J'ai été encadré dans ce travail par Charles JOUBERT, directeur de thèse, Christian MARTIN et Cyril BUTTAY, encadrants. Par leurs qualités scientifiques et humaines, ils ont grandement contribué au développement de ces travaux de recherche. Je voudrais aussi remercier Marwan ALI, encadrant lors de ma première année, pour nos échanges.

Je remercie Afef LÉBOUC d'avoir assuré la double tâche d'être présidente du jury et d'être examinatrice de ce mémoire.

Je souhaite remercier également Florence RAZAN et Thierry TALBERT pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteur de ce travail de thèse et pour l'intérêt qu'ils y ont porté.

Un merci sincère à Hervé MOREL, en tant qu'examineur, pour ne pas m'avoir posé ses dix-sept questions. Je l'en remercie vivement.

Plus généralement, je remercie le jury pour l'intérêt porté à mes travaux et la discussion qui a suivi ma présentation. L'épigramme de Varoufákis s'est révélée de nouveau erronée, heureusement pour moi.

- Jean-Louis AUGÉ, pour m'avoir permis de réaliser des essais sur le dioxyde de silicium, pour m'avoir raconté ses anecdotes et d'autre part pour m'avoir présenté Sébastien PRUVOST, maître de conférences au laboratoire IMP. Sébastien m'a permis de mesurer la permittivité des ferrites (section 3.3.1). J'espère qu'il mettra la main sur le « diamant mou ».
- Christophe RAYNAUD et Besar ASLANI, pour leur assistance en matière de table sous pointes, micromanipulateurs et m'avoir aidé à retrouver le banc de mesure quand ce dernier avait été déplacé subrepticement ;
- Pascal BEVILACQUA, toujours présent, que ce soit dans la convivialité ou pour réaliser une carte et ses *bondings* compliqués ;
- Edwige, Maguy, Michelle et Sandrine pour avoir contribué à me rendre la vie plus facile par leur maîtrise des arcanes de la chose administrative. Me retrouver en terrasse en votre compagnie et celle d'Olivier le mercredi midi a toujours été pour moi un moment apprécié lorsque j'étais en salle blanche ;
- Les équipes du laboratoire INL : Jérôme, Nicolas, Patrick (site UCB) pour m'avoir prévenu que j'allais avoir la poisse avec mes dépôts (section 4.1.3). Il est vrai que la phrase « J'ai perdu le vide secondaire » a souvent été prononcée après « Bonjour ». Brice et Radek (site ECL) pour les dépôts de dioxyde de silicium (section 4.1.2).

---

1. Le reste de la partie informelle des remerciements continue sur la page suivante

- Mes voisins de bureau
  - Passés (par ordre chronologique) :
    - D<sup>r</sup> Romain B., une des rares personnes au monde avec qui, au point du jour, j'ai pu échanger sur l'intelligence artificielle, de thermodynamique et/ou le chocolat noir.
    - D<sup>r</sup> Sébastien L., homme doté d'un sens aigu du verbe, qualité inégalée à ce jour. Ton inaptitude à sortir de table sans « finir sur une note sucrée » finissant sur une extorsion quasi-généralisée d'un quartier de pommes m'a coûté cher en *Pink Lady*. Ce fut déconcertant de partager tant de points communs avec une autre personne sauf — heureusement pour moi — l'attrait pour les chemisettes, aux tons pastel qui plus est.
    - D<sup>r</sup> Nicolas Q. (*ou Mister Jack F* pour les intimes), dernier garant de l'esprit potache. L'homme qui a réussi à associer dans nos esprits « Ninkasi » et « vendredi midi »<sup>2</sup>.  
Je resterai toujours circonspect de voir encore de nos jours voué un si vif culte au symbole de prospérité. De la même façon que Paul Éluard eut écrit « Liberté » dans ses cahiers, tu t'es employé à reproduire dans les nôtres ce porte-bonheur datant de la Rome antique.  
Embrasses-tu aussi la tradition du peuple *bashgird* avant d'entreprendre un voyage ?  
Par ailleurs, tu aimais tant les avions de chasses que tu es resté chez Safran où tu répondrais au matricule de :  
« GRENOBLE INSTITUTE OF TECHNOLOGY QUENTIN NICOLAS » ;
  - Pierre, faiseur de crêpes officiel, merci pour m'avoir fait découvrir Calexico. Une pensée émue pour lui : il conçoit des transformateurs ;
- Présents :
  - Aurélien, « tortilleur de tôle » notoire ; en cela il ne saurait nier son ascendance nancéenne. La phrase « Ne bouge pas, j'ai ma scie-sabre dans le coffre » te caractérise si bien ! Merci pour ta démonstration qu'avec suffisamment de poussée, tout corps (ici ton téléphone) peut voler. Par contre, il n'a pas franchi le mur du son ou... même le mur. Lui aussi a régulièrement explosé la mémoire vive des ordinateurs avec ses simulations par éléments finis.
  - (D<sup>r</sup>) Malorie, supplicière de transistors à effet de champ et l'autre personne a avoir représenté les doctorants au sein du conseil de laboratoire. Elle n'a pas eu peur de prendre un rouleau pour repeindre le bureau dans lequel elle venait à peine d'arriver.  
Encore merci de m'avoir invité à ton mariage.
- Les personnes du laboratoire, passés et présentes.
- Ceux qui ont voulu s'inscrire dans la tradition platonicienne. À l'époque, il y avait débat le matin et lutte le soir. Deux millénaires plus tard, tout s'est télescopé dans l'intervalle de pauses cafés au troisième étage du bâtiment Léonard de Vinci. Il en a résulté des discussions mémorables.
- Les collègues de l'IUT B, enseignant ou non, je vous suis reconnaissant de m'avoir accueilli et fourni un environnement propice au travail.

---

2. D'aucuns diraient qu'il est parvenu à associer « Laboratoire Ampère » et « Ninkasi » lors d'une conférence internationale dont il fut récipiendaire d'un prix pour son article. D'aucuns.

Les docteurs (ou presque), même si tous ne sont pas issues du génie électrique : (D<sup>r</sup>) Jean-Baptiste J., Lauriane R., Gaëlle Q. (tous trois biologistes, la dernière débute seulement) et David R. et (D<sup>r</sup>) David L.

Ceux qui m'ont appris des choses, que ce soit leur métier ou non.

Mes binômes de TP, même si certains prennent un malin plaisir à m'envoyer des photos de Tahiti ou de l'île Maurice une fois de retour à la maison.

Une pensée toute particulière pour les vrais-faux *pieds nickelés*<sup>3</sup> qui ont entrepris en même temps que moi leur deuxième année de licence et qui ont suivis la voie des études doctorales : (D<sup>r</sup>) Adem L., (D<sup>r</sup>) Ali D., (D<sup>r</sup>) Cyndie P., (D<sup>r</sup>) Pierre K. et (D<sup>r</sup>) Pierre P.

Les collègues du train, vous êtes trop nombreux pour être cités nommément ! Mention spéciale à Patrick C. pour être venu à ma soutenance.

Ceux avec qui j'ai énormément échangé et j'espère encore considérablement échanger :

- Enguerrand G., qui maîtrise les cinq grandes périodes de l'histoire sauf la Restauration et qui espérait que je puisse lui expliquer les travaux de Pauli au débotté ;
- Joscelin C., il n'existe pas de mots pour décrire nos crises de fous rire, ton enthousiasme ou ton hospitalité ;
- Maxime A., nos discussions à bâtons rompus ont contribué à ma formation scientifique et humaine mais j'ai l'impression que tu as été submergé par le *Brexit* ;
- Quentin J., homme passionné qui a fait du dépassement de soi son *modus vivendi* ;
- Quentin R., guide-interprète dans la région du *Schwarzwald*, ingénieur en électronique de puissance le reste du temps et avec qui je nourris quelquefois des échanges pour le moins abscons ;
- Raphaël S., illustration de la générosité des gens du *Mezzogiorno*<sup>4</sup>, homme qui m'a poussé à aller chez *Sorbillo*, ingénieur qui a grandi au pied du Matese avant de devenir par la force des choses testeur de parapluies à temps partiel au pied des Dolomites ;
- Samuel C., spécialiste de la glisse en moto ou sur couche jetable de sa fille ;
- Sylvain A., docteur en biologie, pizzaiolo professionnel et brassiculteur amateur ;
- Walter A., spécialiste des étagères en béton cellulaire, conséquence immédiate d'une bibliothèque seulement dix fois plus petite que celle d'Umberto Eco, j'espère qu'il a des prix au *Via Veneto* depuis qu'il m'y a emmené pour la première fois.<sup>5</sup>

*Last but not least*, je remercie mes parents pour m'avoir supporté, ce qui n'a pas toujours été vain.

A Belleville-sur-Saône, le mercredi 26 décembre 2018

---

3. cf la porte du bureau de Fabien Pascal (UMR5214)

4. Toute ressemblance avec la deuxième scène de *Main basse sur la ville* (1960) de Francesco Rosi ne pourrait être niée

5. Si tu me donnes une liste des fautes dans ce mémoire, tu peux prétendre à une assiette de *pörkölt*.



# Table des matières

<b>1</b>	<b>Introduction et contexte</b>	<b>1</b>
1.1	Contexte	1
1.1.1	Intégration	2
1.1.2	Haute température	2
1.2	Applications	3
1.2.1	Application dans un micro-convertisseur DC-DC	4
1.2.2	Application pour la commande des interrupteurs électroniques	6
1.3	Cahier des charges	7
1.4	Verrous	8
1.5	Plan du mémoire	9
<b>2</b>	<b>État de l'art</b>	<b>11</b>
2.1	Technologies de fabrications	12
2.1.1	Planar	12
2.1.2	Microélectronique	12
2.1.3	LTCC (Low Temperated Co-fired Ceramic)	14
2.1.4	Dépôt de cuivre épais sur ferrite	15
2.2	Topologies des transformateurs	17
2.2.1	Dispositions des matériaux conducteurs et magnétiques	17
2.2.2	Formes des composants magnétiques	17
2.2.3	Dispositions des conducteurs	18
2.3	Choix du matériau conducteur	21
2.3.1	Critères	21
2.3.2	Matériaux pour la réalisation de bobinages	21
2.4	Choix du matériau magnétique	22
2.4.1	Rôle du matériau magnétique	22
2.4.2	Critères	22
2.5	Choix du matériau isolant	26
2.5.1	Rôle du matériau isolant	26
2.5.2	Critères de choix	26
2.5.3	Matériaux diélectriques	28
2.5.4	Bilan et matériaux isolants retenus	34
<b>3</b>	<b>Modélisation et conception</b>	<b>35</b>
3.1	Modélisation analytique	37
3.1.1	Magnétostatique	37
3.1.2	Électrostatique	41

3.2	Étude paramétrique	46
3.3	Matériaux	48
3.3.1	Ferrite	48
3.4	Méthodes des éléments finis	55
3.4.1	Généralités	55
3.4.2	Magnétostatique	56
3.4.3	Électrostatique	58
3.5	Résultats des simulations par éléments finis	62
3.5.1	Étude du transformateur entrelacé	62
3.5.2	Étude du transformateur concentrique	62
3.5.3	Bilan des simulations	62
3.6	Discussion	65
<b>4</b>	<b>Procédés technologiques</b>	<b>69</b>
4.1	Développement d'une méthode d'isolation du substrat	71
4.1.1	Préparation du substrat magnétique	71
4.1.2	Dépôt de dioxyde de silicium par PECVD	74
4.1.3	Dépôt de la couche d'amorce par PVD	75
4.2	Croissance du bobinage	75
4.2.1	Étape de photolithographie	75
4.2.2	Électrodéposition	84
4.2.3	Suppression du film et de la couche d'amorce	85
4.3	Assemblage final	87
4.3.1	Découpe du ferrite	87
4.3.2	Capot	87
4.3.3	Méthode de collage	88
4.3.4	Interconnexions	89
4.3.5	Dépôt de parylène	90
4.4	Prototypes réalisés	91
<b>5</b>	<b>Résultats</b>	<b>93</b>
5.1	Méthodes de caractérisation	94
5.1.1	Mesure de la résistance DC	95
5.1.2	Mesure d'impédance	96
5.1.3	Mesure du couplage	98
5.2	Transformateur NASCENTechnology (LTCC)	99
5.2.1	Transformateur NASCENTechnology 95056	99
5.2.2	Transformateur NASCENTechnology 95092	102
5.2.3	Bilan sur les transformateurs LTCC	105
5.3	Transformateur entrelacé	106
5.3.1	Transformateur entrelacé TE3	106
5.3.2	Transformateur entrelacé TE4	109
5.4	Transformateur concentrique	112
5.4.1	Transformateur concentrique TC3	112
5.4.2	Transformateur concentrique TC4	115
5.5	Bilan sur les transformateurs réalisés	118
5.5.1	Résistances DC	118

5.5.2	Inductances propres	118
5.5.3	Capacité d'isolation	119
5.5.4	Conclusion	119
<b>6</b>	<b>Conclusions et perspectives</b>	<b>121</b>
6.1	Conclusion générale	121
6.2	Perspectives	123
<b>A</b>	<b>Matériaux magnétiques</b>	<b>125</b>
<b>B</b>	<b>Matériaux Ferroxcube</b>	<b>149</b>
<b>C</b>	<b>Transformateurs LTCC</b>	<b>155</b>



# Table des figures

1.1	Structures de l'électronique de puissance . . . . .	1
1.2	Utilisations possibles de micro-transformateurs . . . . .	2
1.3	Domaines d'applications des solutions à haute température (source : Cissoïd) . . . . .	3
1.4	Schéma d'un convertisseur continu-continu . . . . .	4
1.5	Densité volumique de puissance de transformateurs en fonction de leur fréquence de fonctionnement calculée à partir de la table 1.2 . . . . .	5
1.6	Bras d'onduleur avec commande isolée des interrupteurs [Per17, p. 3] . . . . .	6
1.7	Vue en perspective d'un transformateur concentrique . . . . .	8
2.1	Transformateur planar [Que16] . . . . .	12
2.2	Vue en coupe d'une inductance CMOS . . . . .	13
2.3	Procédé de réalisation de transformateurs proposés par le laboratoire Tyndall [O'M16] . . . . .	13
2.4	Procédé de fabrication LTCC [Dug07] . . . . .	14
2.5	Inductance réalisée par dépôt de cuivre épais sur ferrite [Had12] . . . . .	15
2.6	Types de composants magnétiques intégrées . . . . .	17
2.7	Topologies usuelles de composants magnétiques intégrés . . . . .	18
2.8	Différents enroulements CMC [MMPK15] . . . . .	19
2.9	Dispositions des conducteurs . . . . .	20
2.10	Illustration du critère $f_{MAX}$ (cas du Ferroxcube 3F45) . . . . .	23
2.11	Résistivités transversale et surfacique d'un matériau . . . . .	26
2.12	Utilisation du matériau isolant . . . . .	26
2.13	Vue en coupe d'un bâti de dépôt [Ses02] . . . . .	29
2.14	Procédé de fabrication du parylène [Par] . . . . .	31
2.15	Performances des matériaux isolants . . . . .	32
3.1	Vues en perspectives des transformateurs étudiés et vues de dessus des enroulement . . . . .	37
3.2	Définition des paramètres du transformateur . . . . .	38
3.3	Évolution de l'inductance normalisée $L/L_0$ en fonction de la perméabilité magnétique relative $\mu_R$ et de l'épaisseur du matériau magnétique [Ros90, p. 273] . . . . .	43
3.4	Représentation du circuit magnétique d'un transformateur intégré . . . . .	44
3.5	Circuit équivalent basé sur l'analogie de Hopkinson correspondant à la figure 3.4 . . . . .	44
3.6	Représentation des différentes capacités parasites dans le cas des transformateurs . . . . .	44
3.7	Représentation du champ électrique pour un transformateur entrelacé . . . . .	45
3.8	Représentation simplifiée des capacités dans le cas des transformateurs . . . . .	45
3.9	Impédancemètre Keysight 4294A avec dispositif de caractérisation de matériaux magnétiques 16454A . . . . .	49

3.10	Perméabilité magnétique complexe relative du 3F45 Ferroxcube	49
3.11	Schéma de principe du dispositif de caractérisation de la permittivité	50
3.12	Station de tests électriques des matériaux (Solartron Modulab XM MTS)	50
3.13	Représentation des résistances modélisant les courants de fuite (échelle arbitraire)	52
3.14	Permittivité relative 3F45 Ferroxcube	54
3.15	Algorigramme du fonctionnement d'une simulation magnétostatique	57
3.16	Algorigramme du fonctionnement d'une simulation électrostatique	59
3.17	Représentation d'un problème électrostatique contenant deux potentiels dans un domaine de résolution fermé	60
3.18	Vues en coupe des transformateurs à air	65
3.19	Champ électrique entre deux conducteurs	66
4.1	<i>Process flow</i> de la microfabrication de transformateurs intégrés	70
4.2	Machine de polissage Mecatech 334 (photographie Presi)	71
4.3	Profilomètre	72
4.4	Rugosité de la surface du substrat magnétique	73
4.5	Bâti de dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (photographie INL)	74
4.6	Photographie MEB du substrat magnétique isolé par dioxyde de silicium	78
4.7	Principe de dépôt en phase vapeur avec canon à électrons (source Wikipedia)	78
4.8	Dispositif de laminage	79
4.9	Aligneur Quintel	79
4.10	Principe de la photolithographie	79
4.11	Photographie d'un substrat magnétique après développement	79
4.12	Masque d'essai (copie d'écran, dimensions 65 × 65 mm)	80
4.13	Masque contenant des transformateurs entrelacés et quelques motifs d'essais (copie d'écran, dimensions 60 × 60 mm)	80
4.14	Motifs d'essais contenus dans le masque	81
4.15	Hydropulseur (photographie Braun)	82
4.16	Images du développement de film photosensible (lumière inactinique) Images du développement de film photosensible (lumière inactinique)	83
4.17	Vue en coupe de différents états du développement	83
4.18	Schéma de principe de l'électrodéposition	85
4.19	Transformateur concentrique sur substrat magnétique isolé après électrodéposition, suppression du film photosensible et des couches d'amorce et d'accroche	86
4.20	Scie à disque Disco DAD 3220 (photographie Ampère)	87
4.21	Capot	88
4.22	Circuit magnétique collé	88
4.23	Circuit magnétique tenu en position	88
4.24	Solutions de câblages par fil ([Cos15])	89
4.25	Représentation simplifiée du câblage par fil ou <i>wire bond</i>	89
4.26	Vue de dessus de la platine d'essai revêtue de parylène	90
4.27	Prototypes de transformateurs entrelacés obtenus	91
4.28	Prototypes de transformateurs concentriques obtenus	92
5.1	Illustration d'une mesure d'un transformateur sous pointes	94
5.2	Dispositif de compensation en fréquence	95

5.3	Principe de la mesure quatre points . . . . .	95
5.4	Mesure d'impédance par méthode du pont auto-calibré . . . . .	96
5.5	Compensations du dispositif de caractérisation [Key16, p. 4-04] . . . . .	97
5.6	Photographies des transformateurs NASCENTechnology caractérisés . . . . .	99
5.7	Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur 95056 . . . . .	100
5.8	Impédance inter-enroulements du transformateur 95056 . . . . .	101
5.9	Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur 95092 . . . . .	103
5.10	Impédance inter-enroulements du transformateur 95092 . . . . .	104
5.11	Vue en perspective des transformateurs entrelacés . . . . .	106
5.12	Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur entrelacé (TE3) . . . . .	107
5.13	Impédance inter-enroulements du transformateur entrelacé (TE3) . . . . .	108
5.14	Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur entrelacé (TE4) . . . . .	110
5.15	Impédance inter-enroulements du transformateur entrelacé (TE4) . . . . .	111
5.16	Vue en perspective des transformateurs concentriques . . . . .	112
5.17	Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur concentrique (TC3) . . . . .	113
5.18	Impédance inter-enroulements du transformateur concentrique (TC3) . . . . .	114
5.19	Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur concentrique (TC4) . . . . .	116
5.20	Impédance inter-enroulements du transformateur concentrique (TC4) . . . . .	117



# Liste des tableaux

1.1	Vitesse de commutation des transistors selon le matériau [Per17, p. 54]	4
1.2	Caractéristiques des transformateurs pour applications de puissance	5
1.3	Spécifications du transformateur	7
2.1	Tableau récapitulatif de transformateurs intégrées	16
2.2	Propriétés des différents topologies	21
2.3	Matériaux pour la réalisation de bobinages	21
2.4	Matériaux magnétiques déposées	24
2.5	Matériaux magnétiques commerciaux compatibles avec le cahier des charges	25
2.6	Matériaux isolants compatibles avec le cahier des charges	33
3.1	Classification des différents transformateurs étudiés	36
3.2	Paramètres géométriques d'un transformateur	36
3.3	Coefficients pour l'équation (3.1) [Moh99, p. 72]	38
3.4	Coefficients pour la formule modifiée de Wheeler [Moh99, p. 74]	38
3.5	Coefficients pour la formule basée sur les feuillets magnétiques [Moh99, p. 71]	39
3.6	Influence des paramètres sur les performances du transformateur	47
3.7	Résistances de fuite dans le cas du transformateur concentrique	51
3.8	Propriétés des matériaux déposés	55
3.9	Propriétés géométriques du transformateur entrelacé	62
3.10	Grandeurs relatives aux simulations par éléments finis de transformateurs entrelacés	63
3.11	Grandeurs relatives aux simulations de transformateurs concentriques	63
3.12	Résultats de simulations	64
3.13	Comparaison des résultats obtenus	67
4.1	Étapes du procédé de polissage	71
4.2	Paramètres de la métallisation par évaporation	75
4.3	Dimensions des motifs en marches d'escaliers présents dans le masque d'essai	77
4.4	Dimensions des motifs triangulaires présents dans le masque d'essai	78
4.5	Dimensions des couronnes concentriques présentes dans le masque d'essai	78
4.6	Propriétés géométriques du transformateur entrelacé	81
4.7	Paramètres de gravure de la couche d'amorce	86
4.8	Dimensions du capot	87
5.1	Tableau récapitulatif des performances des transformateurs LTCC	105
5.2	Tableau comparatif des résistances DC des transformateurs réalisés	118
5.3	Tableau comparatif des inductances propres des transformateurs réalisés	118

5.4	Tableau comparatif de la capacité d'isolation des transformateurs réalisés . . .	119
A.1	Ferrites commercialisés par CMI (1/2) . . . . .	126
A.2	Ferrites commercialisés par CMI (1/2) . . . . .	127
A.3	Ferrites commercialisés par DMEGC (1/2) . . . . .	128
A.4	Ferrites commercialisées par DMEGC (2/2) . . . . .	129
A.5	Ferrites commercialisés par EPCOS . . . . .	130
A.6	Ferrites commercialisés par Fair Rite . . . . .	131
A.7	Ferrites commercialisés par Ferroxcube . . . . .	132
A.8	Ferrites commercialisés par Kaschke . . . . .	133
A.9	Ferrites commercialisés par Kolektor . . . . .	134
A.10	Ferrites commercialisés par Magnetics . . . . .	135
A.11	Ferrites commercialisés par MMG (1/3) . . . . .	136
A.12	Ferrites commercialisés par MMG (2/3) . . . . .	137
A.13	Ferrites commercialisées par MMG (3/3) . . . . .	138
A.14	Ferrites commercialisés par Nicera . . . . .	139
A.15	Ferrites commercialisés par Samwha (1/2) . . . . .	140
A.16	Ferrites commercialisés par Samwha (2/2) . . . . .	141
A.17	Ferrites commercialisés par Sumida . . . . .	142
A.18	Ferrites commercialisés par TDG . . . . .	143
A.19	Ferrites commercialisés par Toda Isu . . . . .	144
A.20	Ferrites commercialisés par Tokin . . . . .	145
A.21	Ferrites commercialisés par Tomita (1/2) . . . . .	146
A.22	Ferrites commercialisés par Tomita (2/2) . . . . .	147

# Chapitre 1

## Introduction et contexte

### 1.1 Contexte

Il existe différentes solutions afin de mettre en forme l'énergie électrique. La conversion de l'énergie électrique repose principalement sur des convertisseurs d'électronique de puissance (figure 1.1).

Les convertisseurs d'électronique de puissance utilisent des interrupteurs (transistors et diodes) fonctionnant en commutation et des composants passifs permettant le stockage de l'énergie tels que les composants magnétiques (inductance et transformateur) et les condensateurs.

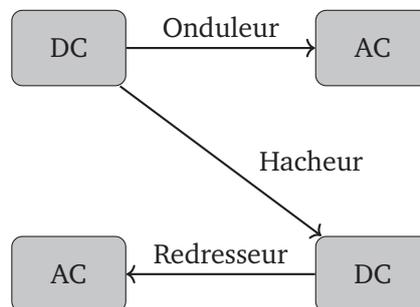


FIGURE 1.1 – Structures de l'électronique de puissance

L'avènement de matériaux semi-conducteurs à grand gap, tels que le nitrure de gallium (GaN) ou le carbure de silicium (SiC) ont permis de lever un certain nombre de verrous dans le domaine de l'électronique de puissance, notamment pour des applications haute température (température ambiante de fonctionnement de 200 °C). L'utilisation de composants en matériaux semi-conducteurs à grand gap permet la montée en fréquence et de réduire en volume les composants passifs.

Les améliorations de l'électronique de puissance passent par une diminution d'un ou plusieurs des éléments suivants :

- Volume ;
- Pertes ;
- Masse.

Cela nécessite d'augmenter la densité de puissance en intégrant les composants (sous-section 1.1.1) ou de pouvoir fonctionner en haute température (sous-section 1.1.2).

### 1.1.1 Intégration

La montée en fréquence permet – à cahier des charges équivalent – de réduire le volume occupé par les composants passifs comme par exemple un transformateur au sein d'un convertisseur statique d'électronique de puissance. Si la taille du composant le permet, il est alors envisageable de procéder à son intégration dans l'épaisseur du circuit imprimé (figure 1.2a) ou dans un module de puissance avec un arrangement 3D (figure 1.2b).

Le transformateur peut être mis en œuvre dans une application micro-convertisseur (sous-section 1.2.1) dans le cadre d'une application de faible puissance ou dans la commande d'interrupteurs électroniques (sous-section 1.2.2) dans le cadre d'une application forte puissance. Dans le cadre de cette thèse, je m'intéresse à des transformateurs de faible puissance (de l'ordre du watt) destinés à des applications de commande d'interrupteur.

Cette approche d'intégration visant à la réduction de volume de transformateurs permet d'envisager l'association de plusieurs transformateurs de manière à réaliser une structure plus élaborée (multi-enroulements, multi-sorties).

Les transformateurs seront réalisés par méthode de fabrication collective sur substrat d'après les travaux d'Elias Haddad [Had12]. Dans ce cas, la disposition des conducteurs est identique d'un transformateur à l'autre. Il en résulte une bonne reproductibilité des performances.

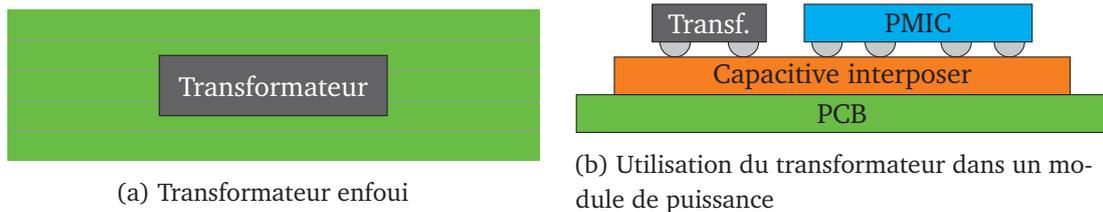


FIGURE 1.2 – Utilisations possibles de micro-transformateurs

### 1.1.2 Haute température

Si le convertisseur doit être placé à proximité d'une source de chaleur, il doit pouvoir travailler à température élevée. La disponibilité de composants actifs (diodes et transistors) en carbure de silicium (SiC) ou en nitrure de gallium (GaN) permet au convertisseur statique de fonctionner à des températures plus élevées qu'auparavant.

Dans le cas d'applications à forte densité de puissance, comme dans le cas de systèmes avec une forte intégration de composants, il est nécessaire d'avoir recours à des composants pouvant supporter une élévation de température importante. Le fait de pouvoir fonctionner à température élevée pour un composant magnétique permet de ne pas diminuer la fiabilité du système dans lequel il est mis en œuvre. Les transformateurs pouvant fonctionner à haute température, le besoin de dispositif pour évacuer la chaleur est moindre.

Il est dit que pour une augmentation de 8 °C à 12 °C, la durée de vie d'un isolant est réduite de moitié [Alg65, p. 502]. A l'inverse, un système apte à fonctionner à des températures élevées verra sa durée de vie étendue s'il fonctionne à des températures moindres.



(a) Automobile



(b) Aéronautique



(c) Extraction pétrolière



(d) Industrie

FIGURE 1.3 – Domaines d'applications des solutions à haute température (source : Cissoid)

## 1.2 Applications

En électronique de puissance, le transformateur peut être utilisé dans des alimentations DC-DC isolées (sous-section 1.2.1) ou pour isoler la commande des interrupteurs (sous-section 1.2.2) au sein d'un convertisseur.

Dans chaque cas, la conception diffère. Dans le cas d'un transformateur d'impulsions utilisé pour l'isolation des commandes, tout phénomène de saturation magnétique est à éviter et le signal doit être transmis immédiatement. Dans le cas d'un transformateur de puissance, il est possible selon les applications, de fonctionner en conversion directe (mode transformateur) ou en conversion indirecte (mode inductances couplées) [MFA<sup>+</sup>91].

### 1.2.1 Application dans un micro-convertisseur DC-DC

Le rôle premier du transformateur est d'assurer l'isolation galvanique entre entrée et sorties des alimentations à découpage dans lesquelles ils sont présents. De plus, le transformateur peut servir à abaisser ou à élever la tension.

Pour une application donnée, il est nécessaire de connaître la fréquence de découpage, le rapport de transformateur, les inductances magnétisante et de fuite.

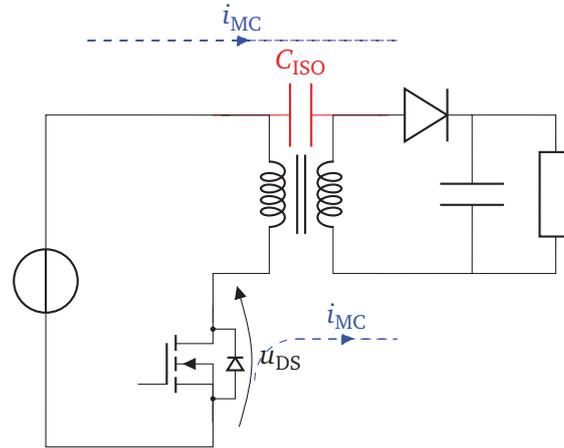


FIGURE 1.4 – Schéma d'un convertisseur continu-continu

En plus du couplage magnétique, il existe entre les enroulements primaire et secondaire un couplage électrostatique (figure 1.4). McLyman [McL11, p. 17-7] rappelle que la présence de ce couplage électrostatique entre les enroulements a pour conséquence :

- Une résonance prématurée du transformateur ;
- Un couplage électrostatique avec d'autres composants ;
- Une circulation de courant de mode commun entre primaire et secondaire.

Lors des variations de tensions aux bornes d'un condensateur, il apparaît des pics de courant. Ce courant, ici le courant de mode commun  $i_{MC}$  circule entre les enroulements primaire et secondaire du transformateur. La masse du circuit contenant l'enroulement secondaire se retrouve perturbée par les commutations ayant lieu dans le circuit contenant l'enroulement primaire. L'expression du courant de mode commun est donnée équation (1.1). Elle démontre la proportionnalité entre le courant  $i_{MC}$  et la vitesse de commutation de l'interrupteur.

$$i_{MC} = C_{ISO} \frac{du_{DS}}{dt} \quad (1.1)$$

La table 1.1 donne la vitesse de commutation de l'interrupteur selon le matériau semi-conducteur le constituant. Par exemple, il existe entre le nitrure de gallium (GaN) et le silicium (Si) un facteur quatre qui se trouverait répercuté sur le courant  $i_{MC}$ .

TABLE 1.1 – Vitesse de commutation des transistors selon le matériau [Per17, p. 54]

Matériau	Si	SiC	GaN
$\left(\frac{du}{dt}\right)_{MAX}$ [kV $\mu$ s $^{-1}$ ]	50	90	210

Même si la montée en fréquence peut avoir des effets négatifs sur le fonctionnement du convertisseur, il n'en reste pas moins qu'une augmentation de la fréquence de découpage

conduit à une diminution du volume des composants passifs et tout particulièrement des composants magnétiques. Ces effets parasites peuvent être compensés en multipliant le nombre d'éléments plus petits. La table 1.2 et la figure 1.5 représentent une évolution décroissante de la densité volumique de puissance en fonction de la fréquence pour deux gammes de transformateurs de puissances différentes.

TABLE 1.2 – Caractéristiques des transformateurs pour applications de puissance

	Volume [cm <sup>3</sup> ]	Puissance [W]	Fréquence [kHz]	Référence
Payton2015	898,8	$2 \times 10^3$	100	[Pay15]
George2015	156,8	$2 \times 10^3$	500	[Geo15]
Nascent95092	0,230	4	300	[NAS14]
Coilcraft1368	24,06	360	300	[Coi16]
Coilcraft1067	3,498	30	500	[Coi15]
Quentin2016	2,406	30	1000	[Que16]
Perrin2016	0,190	2	2000	[PAB <sup>+</sup> 16]

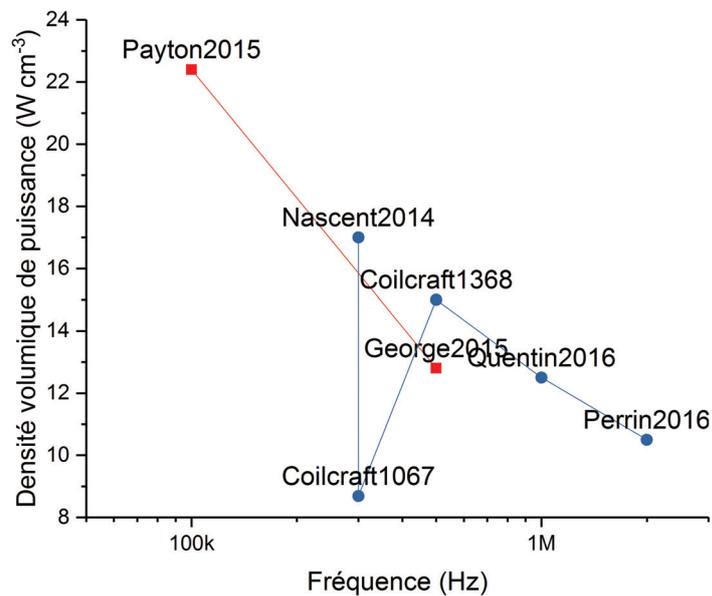


FIGURE 1.5 – Densité volumique de puissance de transformateurs en fonction de leur fréquence de fonctionnement calculée à partir de la table 1.2

Il est à noter que l'évolution de la densité volumique de puissance en fonction de la fréquence peut être exprimé selon l'équation (1.2).

$$DVP(f) = 19,71008 - 9,81513 \times 10^{-3}f + 2,60504 \times 10^{-12}f^2 \quad (1.2)$$

### 1.2.2 Application pour la commande des interrupteurs électroniques

Pour assurer la commutation des transistors sur laquelle repose le fonctionnement des convertisseurs à découpage, il est nécessaire d'envoyer aux transistors les signaux de commande. Dans de nombreuses applications comportant plusieurs interrupteurs commandés, les signaux de commande doivent être isolés. Cette barrière d'isolation peut être réalisée à l'aide d'une solution optique (utilisation d'opto-coupleurs ou de fibres optiques) ou par un transformateur comme illustre la figure 1.6

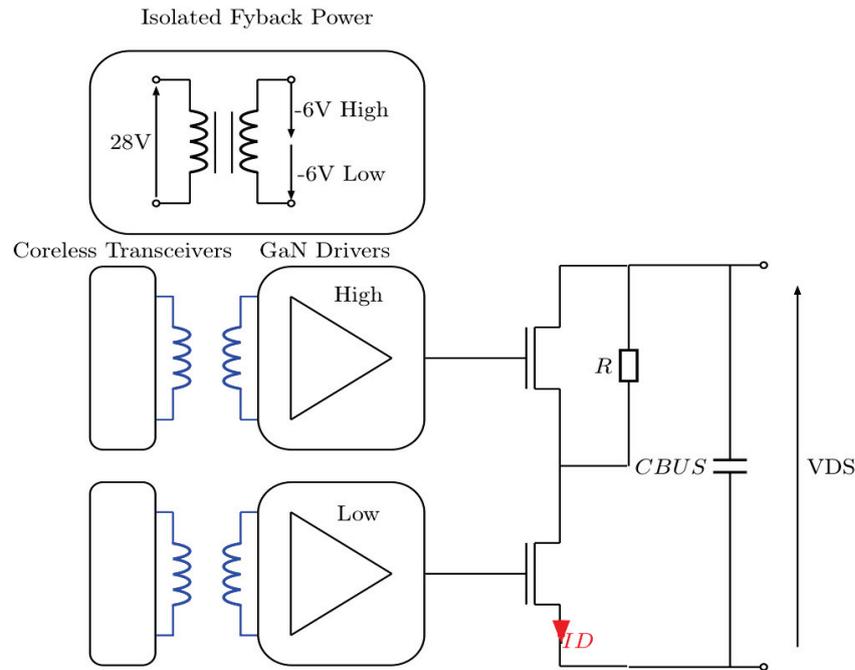


FIGURE 1.6 – Bras d'onduleur avec commande isolée des interrupteurs [Per17, p. 3]

### 1.3 Cahier des charges

Le transformateur doit pouvoir fonctionner dans une plage de température allant de  $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$  à  $200\text{ }^{\circ}\text{C}$

Le transformateur réalisé a pour but de permettre l'isolation d'une alimentation driver pour des transistors en nitrure de gallium fonctionnant à une fréquence de 1 MHz.

La tension d'entrée du convertisseur est de  $9 \pm 1\text{ V}$  comme le permet la technologie mise en œuvre pour la partie active du convertisseur [X-F17].

En présence de rapides commutations de tensions comme le permettent les transistors à semi-conducteurs grand gap, la capacité entre enroulements constitue un paramètre crucial. Selon l'équation (1.1), pour une capacité inter-enroulements d'une valeur de 10 pF et des transistors en nitrure de gallium commutant à la vitesse maximale (table 1.1), le courant de mode commun  $i_{MC}$  peut connaître un pic de 2,1 A.

Afin d'assurer le bon fonctionnement du convertisseur dans lequel il sera mis en œuvre, le transformateur devra satisfaire aux spécifications données table 1.3.

TABLE 1.3 – Spécifications du transformateur

Fréquence de découpage $f_C$	1 MHz
Capacité d'isolement entre enroulements $C_{PS}$	10 pF
Plage de température	$-55\text{ }^{\circ}\text{C} < T < 200\text{ }^{\circ}\text{C}$
Inductance magnétisante $L_M$	3 $\mu\text{H}$
Rapport de transformation $m$	1
Tension d'entrée $U_E$	9 V
Puissance	500 mW
Résistances des enroulements en continu $R_{DC}$	$\leq 300\text{ m}\Omega$

## 1.4 Verrous

Un transformateur (figure 1.7) est constitué de différents matériaux :

- Matériau conducteur (pour réaliser les spires) ;
- Matériau magnétique (pour canaliser le champ magnétique) ;
- Matériau isolant (pour isoler les enroulements primaire et secondaire).

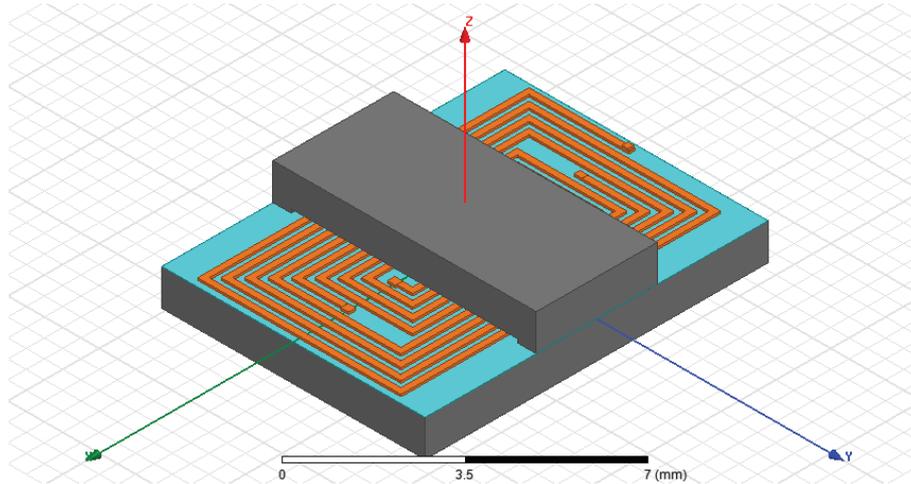


FIGURE 1.7 – Vue en perspective d'un transformateur concentrique

*Le matériau magnétique est représenté en gris. Le matériau isolant est représenté en cyan. Le matériau conducteur est représenté en orange.*

Le transformateur étant utilisé dans un convertisseur statique dont la fréquence de découpage est de l'ordre de 1 MHz et dont la température ambiante peut atteindre 200 °C. Il est nécessaire de choisir des matériaux pouvant fonctionner avec ces contraintes.

Le choix du matériau magnétique est d'une part contraint par la température et d'autre part par la fréquence de fonctionnement du transformateur. Parmi les 380 matériaux magnétiques de type ferrite commercialement disponibles identifiés en début de thèse, seuls 8 se sont avérés être des candidats potentiels.

Outre les contraintes sur la fréquence et la température de fonctionnement, le matériau isolant doit pouvoir être déposé sur le matériau magnétique, permettre le dépôt d'une couche d'amorce et être compatibles avec le procédé existant. Parmi les 14 matériaux envisagés, seuls 7 se sont avérés être des candidats potentiels.

Le dimensionnement du transformateur et plus précisément la maîtrise de la valeur de la capacité d'isolation entre enroulements primaire et secondaire constitue un point dur. Il sera nécessaire d'évaluer l'influence des paramètres géométriques et des différentes propriétés des matériaux présents dans le transformateur.

## 1.5 Plan du mémoire

Le chapitre 2 fait l'état de l'art sur la topologie des enroulements constituant le transformateur. Les points forts et les points faibles des différentes topologies sont discutés. Les différents matériaux nécessaires à la réalisation de transformateurs (conducteur, magnétique et isolant) satisfaisant les exigences sur la haute température et la haute fréquence sont identifiés. Enfin, je présenterai la méthode de fabrication LTCC qui constitue une alternative à la technologie développée dans ce mémoire.

Le chapitre 3 traite de la modélisation et de la conception des transformateurs en définissant la structure et ses degrés de libertés. L'utilisation des calculs analytiques et de simulations par la méthode des éléments finis permettent d'évaluer des transformateurs à enroulements entrelacés et à enroulements concentriques avec une bonne précision.

Le chapitre 4 présente les procédés technologiques permettant la fabrication collective de transformateurs sur substrat magnétique. Il s'agit de l'isolation du substrat, de la croissance électrolytique des enroulements et de l'assemblage final du transformateur.

Le chapitre 5 présente les méthodes de caractérisations de différentes propriétés du transformateur : résistance des enroulements en continu, inductances propres d'un enroulement et capacité d'isolement entre enroulements primaire et secondaire. Ces caractérisations permettent de confirmer les calculs analytiques et les hypothèses sur lesquelles ils reposent ainsi que les simulations magnéto-statique et électro-statique par éléments finis.

Le chapitre 6 permettra de conclure sur les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse et d'ouvrir des perspectives pour des travaux futurs.



## Chapitre 2

# État de l'art

La fonction essentielle d'une bibliothèque est de favoriser la découverte de livres dont le lecteur ne soupçonnait pas l'existence et qui s'avèrent d'une importance capitale pour lui.

---

Umberto Eco

L'objet de ce chapitre est de présenter l'état de l'art de la réalisation de transformateurs intégrés dont la puissance est comprise entre 50 mW et 50 W. Ce chapitre commence par la présentation des technologies de fabrication compatibles avec le cahier des charges. Puis, les différentes topologies des enroulements et leurs influences sur le comportement du transformateur seront discutées. Enfin, les matériaux nécessaires à la réalisation de transformateurs, que sont les matériaux conducteurs, les matériaux magnétiques et les matériaux isolants, seront présentés.

L'intégration de transformateurs consiste en la miniaturisation de ces derniers. La miniaturisation des transformateurs est devenue possible grâce à la montée en fréquence et à l'aptitude à supporter des températures plus élevées qu'auparavant. Différentes voies d'intégration sont possibles :

- Réalisation des enroulements sur les différentes couches du circuit imprimé, si besoin en les disposant dans un circuit magnétique pour améliorer les performances (sous-section [2.1.1](#)) ;
- Enfouissement du transformateur dans l'épaisseur du circuit imprimé ;
- Substrat céramique en utilisant un procédé de cofritage (LTCC, sous-section [2.1.3](#)) ;
- Fabrication collective sur substrat plan en utilisant des procédés et des équipements issues de la microélectronique

## 2.1 Technologies de fabrications

### 2.1.1 Planar

Un circuit imprimé est constitué d'un nombre de couches de cuivre allant d'un à douze entre lesquelles sont disposés une couche de *prepreg*. Il est alors possible d'utiliser une ou plusieurs couches pour réaliser un enroulement. Pour réduire les inductances de fuite et diminuer le courant magnétisant, il est possible d'utiliser du matériau magnétique en forme de E autour du PCB.

Un exemple de transformateur planar, réalisé par Nicolas Quentin [Que16], est donné figure 2.1. Le transformateur est d'une puissance de 50 W. Il est constitué de cinq enroulements (un enroulement primaire et de quatre enroulements secondaires), le tout fonctionnant à une fréquence de découpage de 1 MHz et dans un volume correspondant à un noyau magnétique EQ20 de dimensions  $20 \times 14 \times 8,6 \text{ mm}^3$ .

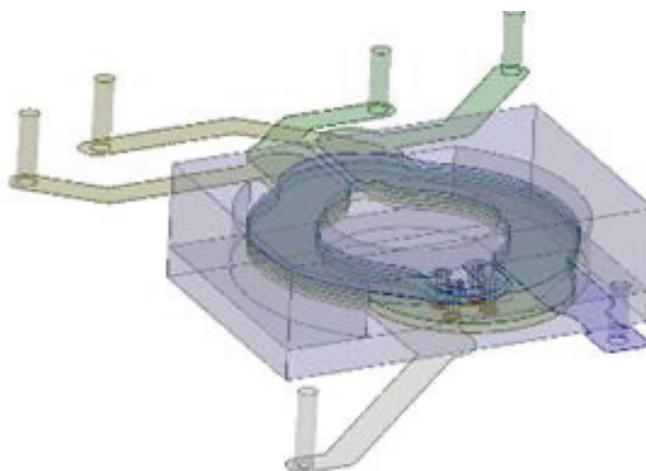


FIGURE 2.1 – Transformateur planar [Que16]

Les procédés de fabrication de composants magnétiques en technologie planar ne permettent pas son intégration avec des puces actives contenant les interrupteurs de puissances.

### 2.1.2 Microélectronique

La microélectronique, dont la technologie CMOS qui est la plus répandue, repose sur les procédés suivants :

- Dopage ;
- Encapsulation ;
- Photolithographie ;
- Métallisation ;
- Gravure.

Il est possible de réaliser des couches conductrices aussi appelée niveau de métallisation. Ils sont obtenus par un dépôt d'isolant suivi d'une pulvérisation (*sputtering*) d'aluminium. L'utilisation de ces différentes couches de métallisations est représenté en bleu sur la figure 2.2. Il est possible au moyen d'un masquage de définir des motifs comme des spires et de réaliser des vias traversants une ou plusieurs couches d'isolations. Il est possible de réaliser des inductances à air avec les procédés de la microélectronique.

Le procédé CMOS utilise ces procédés de fabrication. Tout d'abord, il faut oxyder le substrat en silicium. Puis, différentes étapes de gravures, de métallisations, de dépôts d'isolants sont réalisées. Une inductance CMOS est représentée figure 2.2.

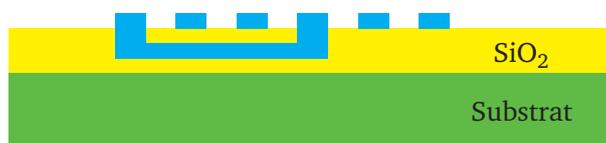


FIGURE 2.2 – Vue en coupe d'une inductance CMOS

Néanmoins, l'intégration de matériaux magnétiques avec la technologie CMOS reste complexe comme l'a mis en avant Sylvain Troussier lors de sa thèse [Tro04]. Par conséquent, il en résulte des transformateurs à air dont les inductances sont faibles.

Le laboratoire Tyndall réalise des composants magnétiques sur des substrats en silicium isolée par du benzocyclobutene (BCB). Le bobinage est réalisée en forme de *racetrack* entre deux couches de matériaux magnétiques. Une pulvérisation (*sputtering*) d'une couche d'amorce titane / cuivre sur la couche isolante (BCB) permet la croissance électrolytique d'une couche magnétique Ni-Fe (couche 1). Puis, une couche d'isolant (BCB) est déposée (couche 2). Les bobinages en cuivre sont réalisées par électrodéposition après une pulvérisation d'une couche d'amorce Ti/Cu (couche 3). Ces enroulements sont recouverts par de la résine epoxy photosensible SU-8 pour les isoler de la couche de matériau magnétique qui va être déposée dessus (couche 4). Enfin, une couche de matériau magnétique est déposée (couche 5) pour refermer le circuit magnétique [WOR<sup>+</sup>07].

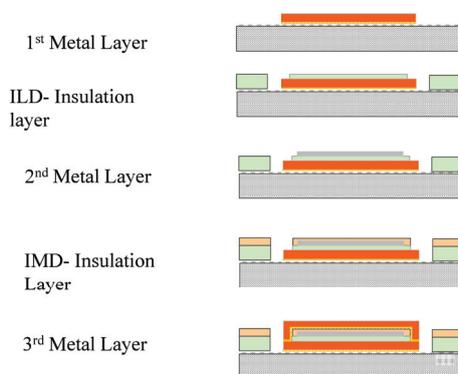


FIGURE 2.3 – Procédé de réalisation de transformateurs proposés par le laboratoire Tyndall [O'M16]

*ILD, aussi appelée IMD : couche de diélectrique entre les niveaux de connexions métalliques*

Les travaux de Macrelli [MRW<sup>+</sup>14] utilisent des fils de *bonding* et le circuit imprimé pour réaliser des spires entourant un circuit magnétique torique (le composant est représenté figure 2.7b) de manière à réaliser un transformateur. Ce procédé n'est pas adapté à l'intégration puisqu'il ne permet pas l'empilement de couches. De plus, la reproductibilité des valeurs d'inductances dépend de la reproductibilité des fils de *bonding*. Le câblage thermosonique des fils de *bonding* consiste en une diffusion métal / métal réalisée sous pression combinée avec l'énergie ultrasonore appliquée à l'interface métallisation de la puce / boule d'or pour permettre l'obtention d'une bonne jonction [MAB10, p. 10] est réalisé pour une température entre 100 °C et 150 °C, la technologie n'est pas adaptée à la haute température.

Un procédé mis en œuvre dans [QHS13] repose sur l'utilisation d'un substrat isolant (ici polycarbonate) en forme de tore. Puis, ce tore est recouvert d'une couche conductrice en cuivre d'une épaisseur d'environ  $1\ \mu\text{m}$  par pulvérisation (*sputtering*). Ensuite, une couche épaisse ( $50\ \mu\text{m}$ ) de cuivre est rajoutée par électrodéposition. Enfin, les spires sont créées par fraisage de la couche conductrice. Une illustration du résultat obtenu est donnée figure 2.7c.

La technologie MEMS (*MicroElectroMechanical Systems*) ou microsystèmes électromécaniques permet la réalisation de composants microscopiques constitués d'éléments de  $1\ \mu\text{m}$  à  $100\ \mu\text{m}$  pour constituer des dispositifs de  $20\ \mu\text{m}$  à  $1\ \text{mm}$ . Il existe plusieurs méthodes pour la réalisations de MEMS. La première méthode est le micro-usinage massif. Il consiste en l'usinage du substrat dans son épaisseur au moyen de gravure. Une autre méthode est le micro-usinage de surface. Il permet la construction de microstructures par le dépôt et la gravure de différentes couches sur le substrat. La technologie MEMS offre des performances intéressantes mais requiert de nombreuses étapes technologiques.

### 2.1.3 LTCC (Low Temperated Co-fired Ceramic)

La technologie LTCC (*low temperature co-fired ceramic*) ou céramiques cofritées à basse température est une méthode de réalisation de substrats et de composants passifs. La température de cofritage est comprise entre  $850\ ^\circ\text{C}$  et jusqu'à plus de  $1000\ ^\circ\text{C}$ , ce qui permet l'utilisation de conducteurs comme l'argent ou l'or par opposition à la technologie HTCC où les conducteurs doivent être fait de tungstène ou de molybdène [Dug07, p. 19]. Le procédé de fabrication est donné figure 2.4. Tout d'abord, il est nécessaire de réaliser une barbotine, mélange composé de poudres et de produits organiques avant de le déposer sur un support plan en vue de créer une bande crue. Dans les cas des matériaux magnétiques fabriqués par ESL ElectroScience, les bandes crues sont fournies directement. Ensuite, il convient de poinçonner les vias avant de les remplir avec un conducteur. Puis, les motifs sont sérigraphiés sur chaque couche. Enfin, l'assemblage a lieu avec les étapes suivantes : empilement, pressage et cofritage.

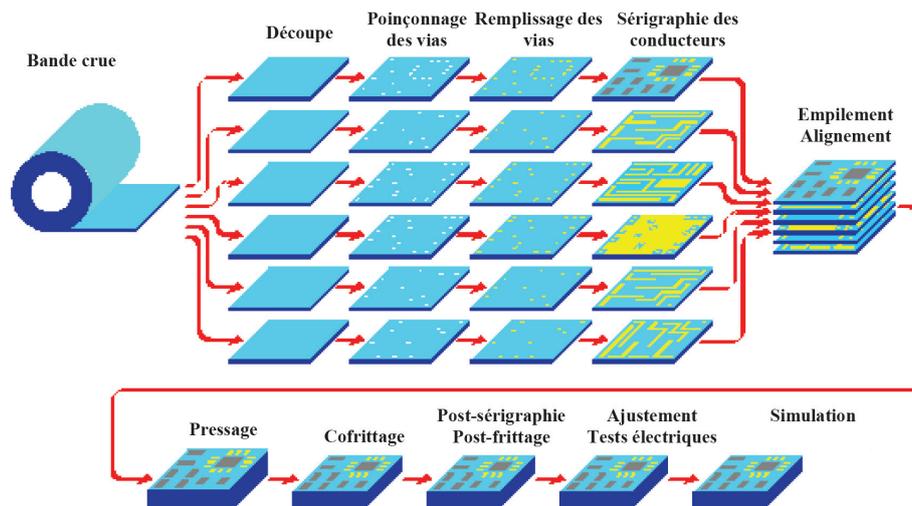


FIGURE 2.4 – Procédé de fabrication LTCC [Dug07]

La température de cofritage a une influence sur les performances du matériau magnétique [YNH<sup>+</sup>15, Luc10]. En effet, la perméabilité magnétique initiale augmente avec la température de frittage. L'évolution des pertes fer en fonction de la température de frittage est analogue à

une courbe concave, il y a donc une température optimale pour maximiser le tout en limitant les pertes. La société Nascent réalise des inductances et des transformateurs selon cette technologie. Une partie de la production est capable de fonctionner jusqu'à une température ambiante de 250 °C dans le cas du transformateur Nascent 95092 et jusqu'à 300 °C pour une gamme d'inductances aptes au fonctionnement en électronique de puissance.

Il ne sera pas donné de suite à cette technologie dans le cadre de cette thèse car le laboratoire ne possède pas les moyens nécessaires à la mise en œuvre du LTCC. De plus, les matériaux magnétiques disponibles [ESLa, ESLb, ESLc] sont relativement peu nombreux et mal documentés. Par contre, des caractérisations sur les transformateurs NASCENT Technology 95056 et 95092 seront réalisées pour évaluer cette technologie.

#### 2.1.4 Dépôt de cuivre épais sur ferrite

Dans le cadre de la thèse d'Elias Haddad [Had12], une méthode basée sur la croissance électrolytique de cuivre sur substrat magnétique plan a été mise au point. Cette technologie a permis la réalisation d'inductances dont un exemple est donné à la figure 2.5.

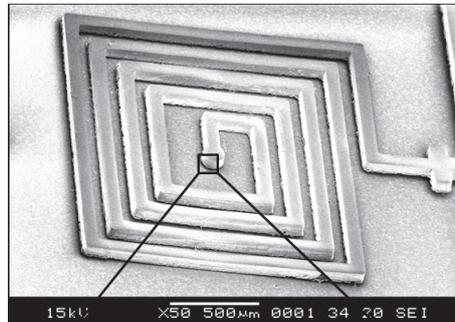


FIGURE 2.5 – Inductance réalisée par dépôt de cuivre épais sur ferrite [Had12]

Le procédé permet de faire croître sur une plaque de matériau magnétique massif (aussi appelée substrat magnétique) par électrodéposition des enroulements d'une largeur de l'ordre de 100  $\mu\text{m}$  et d'une hauteur de l'ordre de 60  $\mu\text{m}$ . Il convient tout d'abord de déposer une couche d'amorce (couche conductrice) sur le substrat magnétique. Puis le dépôt sélectif de cuivre est possible par l'utilisation d'une matrice photosensible qui sera développée après une étape de photolithographie. Ensuite, la matrice photosensible partiellement ouverte (ouvertures correspondants aux motifs qu'il faut déposer) sera disposée dans un bain électrolytique pour déposer le cuivre dans les motifs réalisés. Enfin, la matrice photosensible sera complètement enlevée, tout comme la couche d'amorce pour empêcher les courts-circuits entre bobinages.

Le matériau magnétique utilisé était du YIG Y101 de chez Temex Ceramics. Le YIG Y101 présente une résistivité de  $10^{16} \Omega\text{m}$  [Del13]. Dans le procédé existant, du fait de la résistivité importante du YIG, aucune couche isolante n'a été mise en œuvre.

Ce matériau n'est pas le plus performant en termes de perméabilité magnétique pour une fréquence de 1 MHz. Un état de l'art sur les matériaux magnétiques commercialement disponibles sera présenté dans la table 2.5 (page 25). Les ferrites se répartissent entre les ferrites Mn-Zn et les ferrites Ni-Zn. Les ferrites Mn-Zn sont celles qui présentent la meilleure perméabilité relative pour une fréquence de 1 MHz. Par conséquent, un ferrite de type Mn-Zn sera utilisé. Cependant, ces ferrites présentent une résistivité de l'ordre de 1  $\Omega\text{m}$  [HW03] ce qui nécessite l'utilisation d'une couche isolante.

TABLE 2.1 – Tableau récapitulatif de transformateurs intégrées

Inductance [nH]	Résistance [ $\Omega$ ]	Surface [mm <sup>2</sup> ]	Fréquence [MHz]	Courant [mA]	Facteur de mérite [nH mm <sup>-2</sup> ]		
22	–	1,2	1	–	183	Couches minces	[MPKD11]
$339 \times 10^3$	3,8	24,5	0,3	656	$13,8 \times 10^3$	Bondwire	[MRW <sup>+</sup> 14]
70	0,035	–	130	–	–		[LJA <sup>+</sup> 08]
$29 \times 10^3$	14,8	15	1	4,9	$1,9 \times 10^3$	Bondwire	[MRW <sup>+</sup> 14]
440	0,5	24	10	–	18	MEMS	[O'M16]
240	0,96	3	20	–	80	MEMS	[O'M16]

Les matériaux avec une plus grande perméabilité magnétique présentent une résistivité électrique de l'ordre de la dizaine de  $\Omega\text{m}$ . Il est donc également nécessaire d'ajouter une couche d'isolant électrique. L'état de l'art sur les matériaux isolants sera réalisé section 2.5 et plus particulièrement table 2.6.

C'est cette méthode qui sera mise en œuvre dans le cadre de cette thèse.

## 2.2 Topologies des transformateurs

### 2.2.1 Dispositions des matériaux conducteurs et magnétiques

Il existe deux grandes familles de composants magnétiques intégrés :

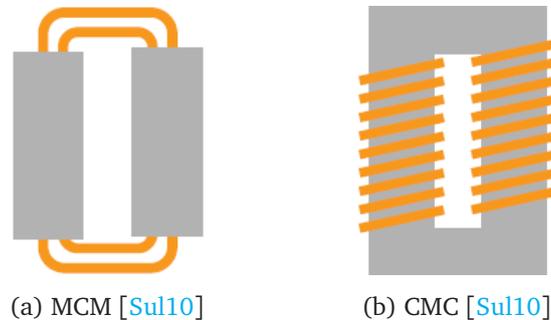


FIGURE 2.6 – Types de composants magnétiques intégrées

Les enroulements sont représentés en orange et le matériau magnétique est représenté en gris.

- Les composants magnétiques de type **MCM** (magnétique, conducteur, magnétique), illustrés en figure 2.6a, présentent une grande densité de puissance. Ils sont constitués de deux couches de matériau magnétique, notées M, entre lesquelles est déposée un conducteur, notée C. La disposition usuelle des enroulements dans le cas des composants de type MCM est donnée en figures 2.7a, 2.7d et 2.7e. Leurs principales propriétés sont discutées dans la prochaine sous-section.
- Les composants magnétiques de type **CMC** (conducteur, magnétique, conducteur), illustrés en figure 2.6b, présentent une plus faible densité de puissance (l'épaisseur de cuivre est égale à l'épaisseur de matériau magnétique). Le composant magnétique est constitué de deux couches conductrices, notées C, entre lesquelles est disposée une couche de matériau magnétique, notée M. Le champ magnétique, même s'il est essentiellement canalisé par le circuit magnétique, rayonne radialement aux spires. Les figures 2.7b, 2.7c et 2.7f représentent des composants magnétiques de type CMC.

D'une manière générale, la réalisation de vias (trou traversant métallisé) doit être de bonne qualité pour assurer une faible résistance d'enroulements.

### 2.2.2 Formes des composants magnétiques

La réalisation d'inductances intégrées peut prendre plusieurs formes rappelées dans la figure 2.7. Il est possible d'intégrer des conducteurs dans l'épaisseur du matériau magnétique (figure 2.7a), de réaliser des spires autour d'un noyau magnétique avec des fils de *bonding* (figure 2.7b) ou en sciant une couche conductrice déposée à la surface d'un tore constitué de polycarbonate (figure 2.7c).

Pour les figures 2.7d à 2.7f, les conducteurs sont représentés en violet et les matériaux magnétiques en rouge.

Une inductance constituée d'une **ligne de transmission** (figure 2.7d) présente une faible résistance mais aussi une faible inductance et requiert typiquement deux couches de matériaux magnétiques. Un transformateur, constitué de deux lignes de transmissions a été réalisé [MPKD11]. Son inductance propre est de 22 nH avec un couplage entre enroulements de 0,9 jusqu'à une fréquence de 10 MHz.

Une inductance constituée d'un enroulement en forme de spirale est représentée (figure 2.7e). Sa forme permet la fabrication collective sur substrat plan, elle sera mise en œuvre ultérieurement néanmoins les vias ne seront pas utilisés.

Une inductance constituée d'un **solénoïde** (figure 2.7f) présente de bonnes performances magnétiques tout en ne nécessitant qu'une seule couche de matériau magnétique aux dépens d'une fabrication délicate exigeant notamment des vias conducteurs. La disposition des conducteurs dans les solénoïdes est discutée dans [MMPK15]. Le meilleur rapport de couplage  $k$  obtenu est de 0,7 dans le cas où les enroulements primaire et secondaire sont concentriques comme représentée en figure 2.8a (page 19).

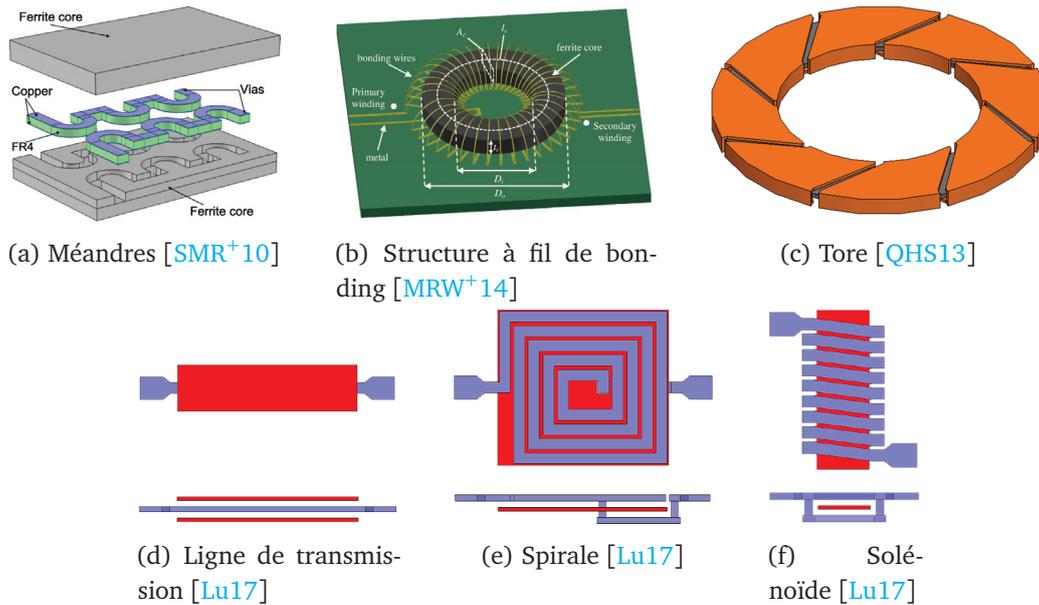


FIGURE 2.7 – Topologies usuelles de composants magnétiques intégrés

### 2.2.3 Dispositions des conducteurs

Quatre topologies fondamentales existent pour une réalisation planar MCM (figure 2.9). Des variations, combinaisons d'au moins deux topologies sont possibles et même abordées dans [Moh99] et [PYL04]. Les chiffres présentés dans cette section sont obtenus pour des configurations sans noyau magnétique.

Dans son article, Pan [PYL04, pp. 429-430] met en avant l'influence du nombre de spires sur le couplage pour les enroulements entrelacés. Il obtient un couplage maximum de 96 % pour cinq spires puis la valeur du couplage redescend à 65 % pour six spires.

La topologie empilée (figure 2.9c) n'est pas à proprement parler une technologie planar puisque des enroulements sont réalisés sur deux couches distinctes. Elle offre de nombreux avantages :

- Une empreinte surfacique plus faible que les autres dispositions ;
- La possibilité d'ajuster le nombre de spires sur chaque enroulement ;
- Un coefficient de couplage très serré de l'ordre de 0,9 grâce aux couplages magnétiques vertical et latéral ;
- La meilleure utilisation de la surface disponible.

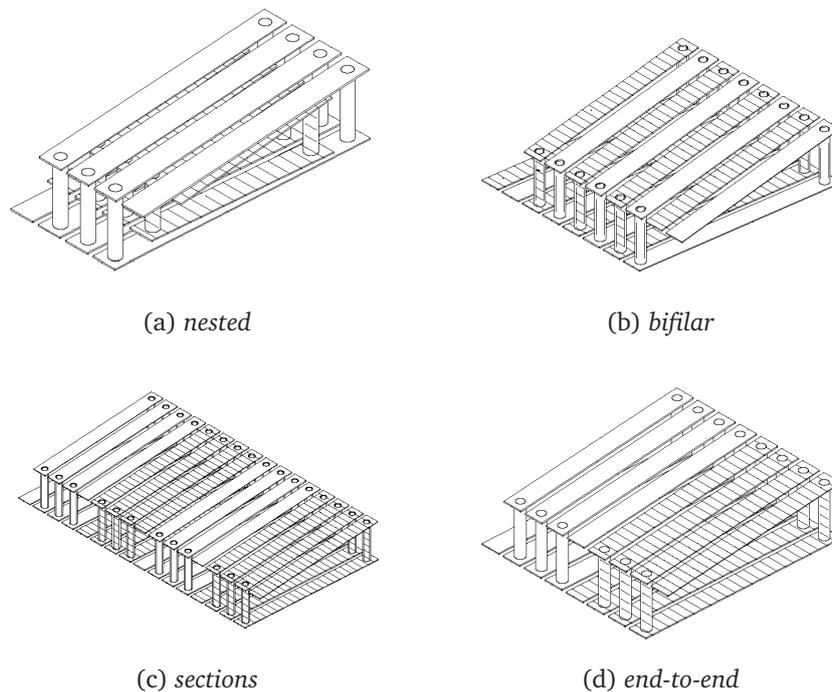


FIGURE 2.8 – Différents enroulements CMC [MMPK15]

Néanmoins, la fréquence de résonance est inférieure comparée aux autres topologies à cause de la présence d'une capacité parasite plus importante due à la présence de deux conducteurs en regard. Les enroulements primaire et secondaire des topologies présentées autres que la topologie empilée reposent exclusivement sur le couplage magnétique latéral puisque les enroulements sont réalisés sur le même plan.

La topologie concentrique (figure 2.9d) est asymétrique. Une augmentation des inductances propres est possible car les enroulements primaire et secondaire sont dans une région distincte. Le rapport de transformation est réglable en jouant sur le nombre de spires. Le couplage magnétique est lâche, de l'ordre de 0,3 à 0,5 [Moh99, p. 90]. Cette valeur de couplage, plus faible que les autres topologies, s'explique par le fait que le seul mode de couplage utilisé est le couplage latéral. Ceci est dû au fait que chaque enroulement ne partage que très peu de surface avec l'autre.

Les topologies entrelacées proposées par Shibata (figure 2.9a) et Frlan (figure 2.9b) permettent une fréquence de résonance élevée par opposition à la topologie empilée où les conducteurs sont en regard et constituent une capacité parasite entre primaire et secondaire. De part la disposition géométrique de ses enroulements, la topologie entrelacée impose un nombre de spires identique pour ses enroulements primaire et secondaire. Néanmoins, par rapport à une topologie concentrique, le couplage magnétique obtenu est de l'ordre de 0,7. Une augmentation du couplage magnétique est possible en réduisant l'espacement entre les spires et la largeur des spires. Cette amélioration est obtenue aux dépens d'une augmentation de la résistance série des enroulements et une diminution de l'isolation électrique. La topologie Shibata, constituée de deux conducteurs bobinés en parallèle, présente une asymétrie due à la longueur moyenne distincte des enroulements (et donc des inductances propres) car les enroulements sont asymétriques. Donc, le rapport de transformation n'est pas unitaire bien que

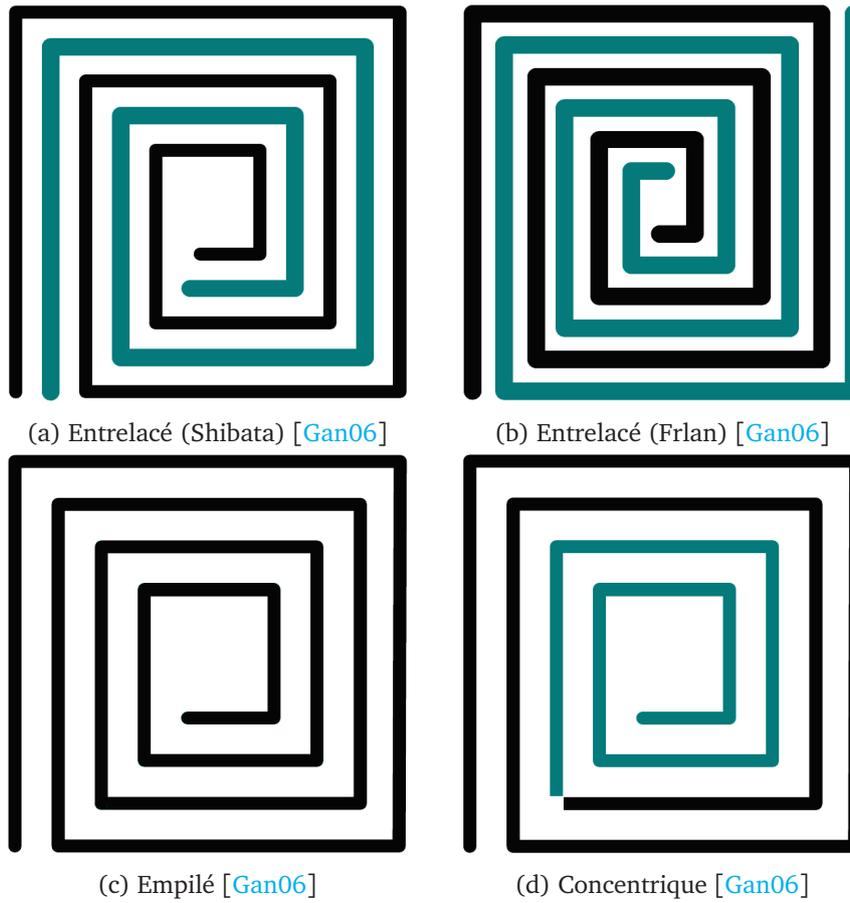


FIGURE 2.9 – Dispositions des conducteurs

*L'enroulement primaire est l'enroulement représenté en noir et l'enroulement secondaire représenté en vert.*

le nombre de spires soit le même pour chaque enroulement. Pour corriger cette dissymétrie, la symétrie de la topologie Frlan, en outre d'offrir un accès aisé aux bornes des enroulements, assure les mêmes caractéristiques pour chaque enroulement du transformateur.

La table 2.2 permet de synthétiser les propriétés relatives des transformateurs à air suivant leur topologie. Nos transformateurs seront réalisés avec un circuit magnétique cependant cette étude nous donne des premières indications sur la disposition des bobinages.

TABLE 2.2 – Propriétés des différents topologies

	Concentrique	Empilé	Entrelacé
Inductance magnétisante $L_M$	+	++	+
Coefficient de couplage $k$	-	++	+
Capacité inter enroulements	+	++	-
Surface occupée $S$	++	++	+
Facilité de fabrication	++	-	++

## 2.3 Choix du matériau conducteur

### 2.3.1 Critères

Le matériau conducteur doit présenter un coût modique, une bonne conductivité électrique, une bonne adhérence sur le substrat et une facilité de mise en œuvre (dépôt et gravure).

### 2.3.2 Matériaux pour la réalisation de bobinages

TABLE 2.3 – Matériaux pour la réalisation de bobinages

Matériau	Conductivité $\sigma$ [S m <sup>-1</sup> ]	Épaisseur de peau $\delta$ à 1 MHz [ $\mu$ m]	Prix (mai 2017) [€ kg <sup>-1</sup> ]	
Aluminium	$3,8 \times 10^7$	82	1,75	[Fra17c]
Argent	$6,2 \times 10^7$	64	476,95	[Fra17a]
Cuivre	$5,9 \times 10^7$	65	5,06	[Fra17d]
Or	$4,5 \times 10^7$	75	36 420	[Fra17b]

Ces valeurs de conductivité électrique peuvent être légèrement inférieures en fonction des techniques de dépôt qui peuvent introduire des impuretés et de la porosité [Had12, pp. 105-106].

Le cuivre est retenu parce qu'il est possible de le déposer par différentes techniques : évaporation (couche d'amorce), électrodéposition (dépôt de conducteurs en couche épaisse) et pulvérisation cathodique. Il présente une excellente conductivité électrique et un prix modique.

## 2.4 Choix du matériau magnétique

### 2.4.1 Rôle du matériau magnétique

Un transformateur électrique est constitué d'au moins deux enroulements. Lorsqu'un courant circule dans un enroulement, il crée un flux magnétique. En l'absence de matériau magnétique, le flux magnétique n'est pas canalisé d'où le flux de fuite. De plus, la création de champ magnétique est plus difficile, il est nécessaire de fournir plus de courant magnétisant. En présence de matériau magnétique, le flux magnétique est mieux canalisé dans le circuit magnétique. Cette propriété définit la perméabilité relative  $\mu_R$  du matériau magnétique. La présence de matériau magnétique diminue les fuites magnétiques mais introduit des pertes supplémentaires (pertes fer).

### 2.4.2 Critères

#### Perméabilité complexe

La perméabilité complexe relative en fonction de la fréquence est définie par :

$$\mu_R = \mu'_R - j\mu''_R \quad (2.1)$$

La **partie réelle de la perméabilité relative**, notée  $\mu'_R$ , doit être la plus élevée possible. La réalisation d'un composant magnétique intégré d'une valeur donnée doit se faire sans avoir un nombre de spires ou un volume trop important pour son intégration. Pour les ferrites industrialisés de type Mn-Zn, la perméabilité relative est comprise entre 300 et 15 000 et entre 13 et 2000 pour les ferrites de type Ni-Zn.

La **partie imaginaire de la perméabilité relative**, notée  $\mu''_R$ , représente le terme dissipatif.

La **fréquence maximale d'utilisation**, notée  $f_{MAX}$ , est obtenue par lecture graphique de la courbe représentative de la partie imaginaire de la perméabilité  $\mu''_R$ . Un exemple est donné figure 2.10. Il s'agit d'utiliser le matériau magnétique avant l'augmentation brutale des pertes.

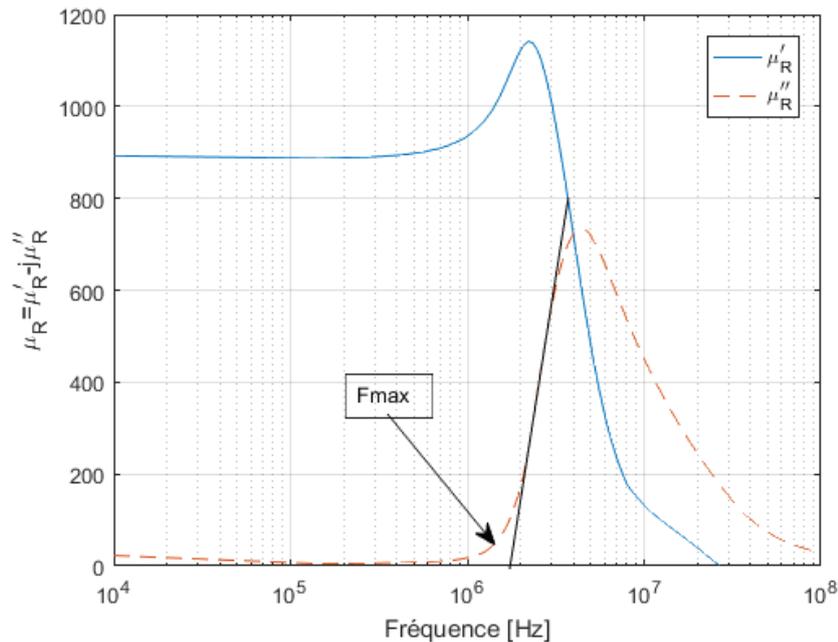
#### Température de Curie $T_C$

La température de Curie, notée  $T_C$ , est la température pour laquelle le matériau perd ses propriétés magnétiques. En dessous de la température de Curie, le matériau a un comportement magnétique ( $\mu_R \gg 1$ ). Au-dessus de la température de Curie, le matériau est dit paramagnétique ( $\mu_R \approx 1$ ).

#### Résistivité électrique

La résistivité du matériau magnétique, notée  $\rho$ , influe les pertes par courants de Foucault et sur la nécessité d'isoler ou non les conducteurs et le matériau magnétique. Dans le cas d'un ferrite de type Mn-Zn, la résistivité est faible, de l'ordre de  $1 \Omega m$  à  $20 \Omega m$  et de l'ordre de  $10^3 \Omega m$  à plus de  $10^4 \Omega m$  pour les ferrites de type Ni-Zn [CDD<sup>+</sup>00a, p. 113]. A titre de comparaison, la résistivité du YIG est de  $10^{16} \Omega m$  [Del13].

Dans le cas des ferrites de type Mn-Zn, il est nécessaire d'isoler entre les conducteurs et la ferrite pour éviter les courts-circuits.

FIGURE 2.10 – Illustration du critère  $f_{MAX}$  (cas du Ferrocube 3F45)

### Permittivité complexe

Un matériau magnétique présente aussi une permittivité complexe qui varie avec la fréquence. La permittivité diélectrique complexe relative en fonction de la fréquence est donnée par :

$$\epsilon_R = (\epsilon'_R - j\epsilon''_R) \quad (2.2)$$

La **partie réelle de la permittivité**, notée  $\epsilon'_R$ , d'un matériau magnétique va introduire des capacités parasites. La présence de capacités parasites constitue un frein à la montée en fréquence donc à l'intégration des composants magnétiques.

La **partie imaginaire de la permittivité**, notée  $\epsilon''_R$ , d'un matériau magnétique est inversement proportionnelle à la résistivité et à la fréquence. Il représente le terme dissipatif du matériau et une valeur faible est préférable.

### Matériaux magnétiques considérés

Les tables 2.4 (page 24) et 2.5 (pages 25) présentent respectivement les matériaux magnétiques réalisables en salle blanche et les matériaux magnétiques commerciaux disponibles pour notre application (un état de l'art exhaustif sur les ferrites est donné en annexe). De nombreuses propriétés des matériaux magnétiques déposées (table 2.4) ne sont pas caractérisées. De plus, les épaisseurs obtenues sont de l'ordre de la dizaine de micromètres qui ne sont pas compatibles avec notre procédé. D'une part pour des raisons de fonctionnement du procédé où le matériau magnétique sert de support mécanique pour le transformateur. D'autre part si seulement une couche de l'ordre de la dizaine de micromètres est réalisée, il y aura un phénomène de saturation du matériau magnétique qui peut être empêché en réalisant plusieurs couches de matériau magnétique isolées entre elles pour diminuer les pertes par courants de Foucault. Cependant, ceci rajoute plusieurs étapes de fabrication supplémentaires.

TABLE 2.4 – Matériaux magnétiques déposées

	Perméabilité relative $\mu_R$	Fréquence maximale [MHz]	Résistivité [ $\Omega$ m]	Épaisseur de dépôt réalisé [ $\mu$ m]	
Ni <sub>80</sub> Fe <sub>20</sub>	2000	0,1	-	10	[FDD06]
Ni <sub>80</sub> Fe <sub>20</sub>	1300	0,1	-	7 × 1,8	[PCA04]
Ni <sub>80</sub> Fe <sub>20</sub>	900	50	2 × 10 <sup>-7</sup>	2 × 0,7	[OHC+06]
Ni <sub>80</sub> Fe <sub>20</sub>	1000	10	-	8 × 0,4	[MPKD11]
CoTaZr	500	100	10 <sup>6</sup>	2	[LHW08]
CoZrO	80	-	0,2	-	[CMSG00]
CoZrO	80	600	3 × 10 <sup>-6</sup>	0,1	[YLTS13]
CoHfTaPd	-	-	-	9	[KSNE00]
Ni-Zn	6	10	10 <sup>-4</sup>	-	[PA98]
NiZnFeO	60	10	-	40	[FIM+03]
FeBN	4600	10	10 <sup>-2</sup>	3 × 5	[KKK+02]
CoZrTa	300	200	10 <sup>-6</sup>	0,1 – 10	[GSH+08]
Ni <sub>45</sub> Fe <sub>55</sub>	280	10	4,5 × 10 <sup>-7</sup>	-	[WOR+05, WBNX07, MOW+09]

Les matériaux amorphes et nanocristallins se présentent sous forme de ruban dont l'épaisseur est de 20  $\mu$ m. Pour une résistivité électrique de  $150 \times 10^{-8} \Omega$  m [CDD+00a, p. 119], une perméabilité relative  $\mu_R$  de 200 et une fréquence  $f$  de 1 MHz, l'épaisseur de peau  $\delta$  est de :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \mu_R \pi f}} \implies \delta = 43,59 \mu\text{m} \quad (2.3)$$

Le phénomène d'effet de peau tend à devenir important car l'épaisseur de peau  $\delta$  est voisine de l'épaisseur  $e$  du ruban [CDD+00a, p. 161]. Il n'existe pas de matériau magnétique nanocristallin apte à fonctionner à une fréquence de 1 MHz.

Les matériaux magnétiques déposés (table 2.4) sont insuffisamment caractérisés : la température de Curie, information cruciale pour une application haute température, n'est jamais caractérisée.

Les ferrites sont des céramiques généralement cassantes de couleur gris foncé ou noir. Ils sont constitués d'oxyde de fer (Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>) mélangés avec d'autres métaux comme le cobalt (Co), le cuivre (Cu), le magnésium (Mg), le manganèse (Mn), le nickel (Ni), le silicium (Si) et le zinc (Zn). Il existe deux familles principales de ferrites, les ferrites Mn-Zn et les ferrites Ni-Zn. Il est impossible d'avoir une forte perméabilité et une fréquence de travail élevée [CDD+00a, p. 193]. Le produit  $\mu_i f_C$  est sensiblement constant à l'intérieur des familles, il vaut environ 8000 MHz pour les Ni-Zn et 4000 MHz pour les Mn-Zn [CDD+00a, p. 116]. Par conséquent, pour une application à 1 MHz, il est plus intéressant d'utiliser un ferrite de type Mn-Zn. Dans cette famille, le matériau L de chez Magnetics et le matériau 3F5 de chez Ferroxcube sont difficiles à approvisionner.

Par conséquent, le matériau magnétique retenu est le Ferroxcube 3F45. Lors des expérimentations, le matériau 3F4 de chez Ferroxcube, plus facile à approvisionner, sera utilisé.

TABLE 2.5 – Matériaux magnétiques commerciaux compatibles avec le cahier des charges

Fabricant	Nuance	Perméabilité relative $\mu_R$	Température de Curie $T_C$ [°C]	$f_{MAX}$ [MHz]	Matériaux	Références
<i>Ferrite</i>						
CMI	C2050	100	340	10	Ni-Zn	[Cer15a]
	C2075	50	420	10	Ni-Zn	[Cer15b]
	N40	15	600	80	Ni-Zn	[Cer15c]
Fair Rite	61	125	300	2	Ni-Zn	[Faia]
	67	40	475	150	Ni-Zn	[Faib]
Ferroxcube	3F45	900	300	2	Mn-Zn	[Fer08a]
	3F5	650	300	4	Mn-Zn	[Fer08b]
	4F1	80	260	10	Ni-Zn	[Fer08c]
Magnetics	L	900	300	6	Mn-Zn	[Mag]
<i>Nanocrystallins</i>						
Aperam	N14E1	$3 \times 10^4$	570	0,1	FeSiNbCu	[Cha11, p. 24]
	K44B200	200	570	2	FeSiNbCu	[HRMS15, p. 3]

## 2.5 Choix du matériau isolant

### 2.5.1 Rôle du matériau isolant

Un transformateur permet de fournir une isolation électrique entre enroulements primaire et secondaire. En l'absence de matériau isolant sur les conducteurs, il peut apparaître des courts-circuits entre enroulements primaire et secondaire.

Le circuit magnétique sur lequel seront déposés les enroulements n'est pas un isolant parfait. En effet, il présente une conductivité transversale (figure 2.11a) et surfacique (figure 2.11b) non-nulle d'où une circulation de courant (flèche rouge). D'une part, la présence d'un matériau isolant devra isoler les enroulements par rapport au ferrite pour prévenir tout court-circuit entre spires (figure 2.12a).

D'autre part, il sera également nécessaire de déposer un matériau isolant englobant les conducteurs pour diminuer la capacité parasite (en ajoutant une couche dont la permittivité est inférieure à celle du matériau magnétique [YW00]), prévenir le phénomène de claquage dans l'air entre les conducteurs (barrière aux pollutions, protection contre la corrosion) et à terme isoler les conducteurs d'un autre substrat magnétique placé au-dessus. Cette isolation est représentée figure 2.12b.

Pour ces deux types d'isolation, les différents besoins (technologique et physique) motivent l'utilisation de matériaux isolants différents afin de satisfaire aux critères de choix.



FIGURE 2.11 – Résistivités transversale et surfacique d'un matériau

Les électrodes sont représentés en orange tandis qu'un matériau magnétique est représenté en vert

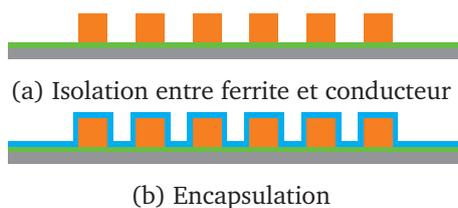


FIGURE 2.12 – Utilisation du matériau isolant

Les conducteurs sont représentés en orange. L'isolant est représenté en vert et en bleu. Le matériau magnétique est représenté en gris.

### 2.5.2 Critères de choix

#### Température

Le composant magnétique étant conçu pour fonctionner dans un milieu dont la température ambiante est de 200 °C, il est nécessaire que les matériaux isolants puissent fonctionner à cette température.

### Compatibilité avec le procédé existant

Le matériau isolant devra être compatible avec le procédé existant. En effet, il devra pouvoir être déposé sur un substrat en matériau magnétique de type ferrite sans causer son altération. Il devra également offrir une surface permettant le dépôt de la couche d'amorce conductrice et ne pas être altéré ou détruit par toute étape ultérieure du procédé, typiquement le bain électrolytique contenant de l'acide sulfurique. De plus, il est préférable que la mise en œuvre soit la plus simple possible.

### Permittivité diélectrique relative

La permittivité diélectrique dépend de paramètres externes comme la fréquence et la température.

Le matériau isolant doit être choisi avec la permittivité diélectrique relative la plus faible possible de manière à réduire la capacité parasite entre conducteurs et substrat. La capacité parasite évolue en raison inverse de l'épaisseur de la couche isolante, il est nécessaire d'augmenter l'épaisseur de la couche isolante pour diminuer la capacité parasite.

### Résistance de fuite

Il existe dans le matériau isolant deux phénomènes intervenant dans la résistance de fuite : les pertes dues à la résistivité électrique et les pertes dues aux matériaux isolants.

La résistivité électrique doit être la plus élevée possible pour éviter la circulation d'un courant de fuite à travers l'isolant.

Cette résistance de fuite est souvent modélisée avec le facteur de pertes  $\tan \delta$ . Cette modélisation est pertinente si la partie réelle de la permittivité diélectrique complexe relative  $\epsilon_R$  est constante sur la gamme de fréquence considérée. Les fuites dans le matériau isolant étant inversement proportionnelles à la résistance de fuite, il est préférable que cette résistance présente une valeur élevée.

### Rigidité diélectrique

La rigidité diélectrique d'un matériau est son aptitude à supporter un champ électrique. Au-delà de cette valeur, il se produit dans le matériau un arc électrique destructif pour la couche isolante. Il faut choisir un matériau isolant avec la rigidité diélectrique la plus élevée possible.

$$E = \frac{U}{d} \iff d = \frac{U}{E} \quad (2.4)$$

Pour assurer un pouvoir d'isolation de 1 kV et en considérant un champ électrique uniforme, il faut un matériau isolant dont la rigidité diélectrique est de 250 kV mm<sup>-1</sup> pour avoir une couche isolante d'une épaisseur de 4 μm.

### Dépôt conforme

Un dépôt est dit conforme si la géométrie est recouverte d'une épaisseur uniforme de matière y compris dans les trous.

### Coefficient de dilatation thermique

Le coefficient de dilatation thermique, noté CTE (*coefficient of thermal expansion*) traduit la variation des dimensions géométriques avec la température. Le CTE d'un matériau de type ferrite est de l'ordre de  $10 \text{ ppm K}^{-1}$ . Le matériau isolant retenu devra présenter une dilatation semblable pour ne pas introduire de contraintes mécaniques aux interfaces.

### 2.5.3 Matériaux diélectriques

#### Alumine ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ )

**Mise en œuvre** L'alumine peut être déposée par voie chimique (CVD) [Mul09, pp. 30-36].

**Avantages** Large plage de température de fonctionnement de  $273 \text{ °C}$  à  $1027 \text{ °C}$

**Inconvénients** Résistivité volumique insuffisante ( $10^{10} \text{ } \Omega \text{ m}$ ); permittivité relative importante ( $\epsilon_R = 10,1$ ); rigidité diélectrique faible ( $15 \text{ kV mm}^{-1}$ )

#### Nitruure d'aluminium ( $\text{AlN}$ )

**Mise en œuvre** Dépôt chimique en phase vapeur (CVD) : méthode similaire au dépôt de dioxyde de silicium

**Avantages** Large plage de température de fonctionnement de  $-273 \text{ °C}$  à  $1027 \text{ °C}$

**Inconvénients** Permittivité relative importante ( $\epsilon_R = 8,3$ ). Rigidité diélectrique insuffisante ( $15 \text{ kV mm}^{-1}$ ). Corrosion en présence d'acide sulfurique ou d'hydroxyde de sodium (incompatible avec le procédé)

#### Nitruure de silicium ( $\text{Si}_3\text{N}_4$ )

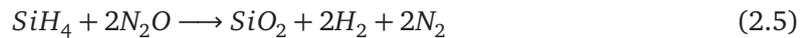
**Mise en œuvre** Le nitruure de silicium peut se faire en dépôt chimique en phase vapeur. Vitesse de déposition de l'ordre de  $5 \text{ nm s}^{-1}$

**Avantages** Large plage de température de fonctionnement de  $-273$  à  $1073 \text{ °C}$

**Inconvénients** Permittivité relative importante ( $\epsilon_R = 9,5$ ); Rigidité diélectrique faible ( $15 \text{ kV mm}^{-1}$ )

#### Dioxyde de silicium ( $\text{SiO}_2$ )

**Mise en œuvre** Le dépôt se fait par dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (PECVD). Pour ce faire, il est nécessaire d'avoir une combinaison d'un gaz précurseur source de silicium comme du silane ( $\text{SiH}_4$ ) et un gaz précurseur source d'oxygène comme le protoxyde d'azote ( $\text{N}_2\text{O}$ ). Les précurseurs arrivent à la surface du substrat et s'y fixent par adsorption. Plusieurs groupes d'atomes présentant une structure ordonnée (ou nuclei) correspondant à la maille d'une structure cristalline apparaissent à la surface du substrat, il s'agit d'un phénomène de nucléation. Les nuclei grossissent jusqu'à fusionner en surface du substrat. Ainsi est obtenu un film continu sur le substrat.



L'équation de réaction 2.5 met en avant la production de dihydrogène et de diazote lors de la réaction nécessaire à la production de dioxyde de silicium. Leur évacuation permet d'obtenir un matériau avec de bonnes performances.

Le dioxyde de silicium ainsi obtenu est conforme à la géométrie, c'est à dire que la même épaisseur est déposée dans les parois d'un trou traversant que sur la surface d'un substrat.

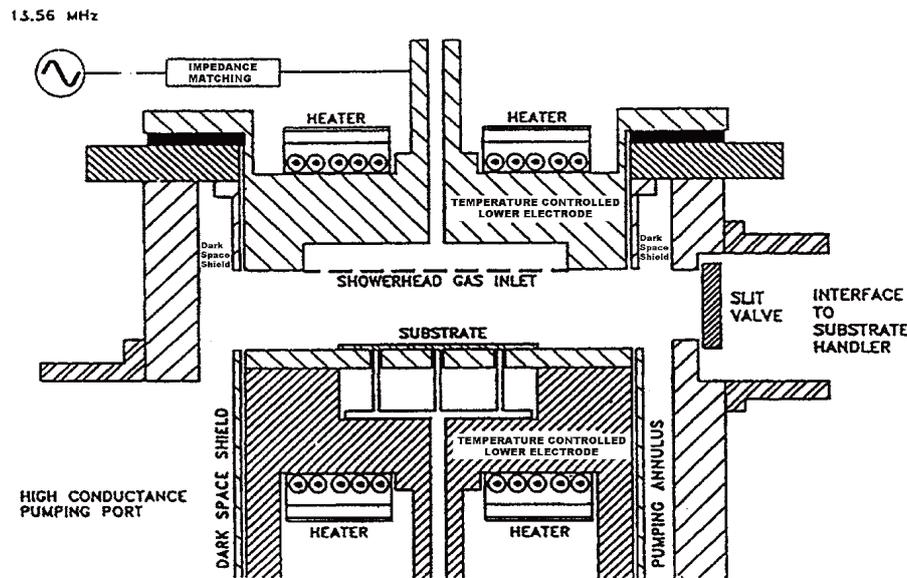


FIGURE 2.13 – Vue en coupe d'un bâti de dépôt [Ses02]

**Avantages** Large plage de température de fonctionnement de  $-273\text{ }^{\circ}\text{C}$  à  $867\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Équipement disponibles localement. Propriétés isolantes intéressantes (rigidité diélectrique de  $300\text{ kV m}^{-1}$ ), permittivité relative de 3,9 et résistivité volumique de  $1 \times 10^{15}\ \Omega\text{ m}$ ).

**Inconvénients** Désagrégation du dioxyde de silicium par l'acide fluorhydrique (incompatibilité avec le procédé : l'acide fluorhydrique enlève le titane de la couche d'amorce, couche d'amorce qui est déposée sur la couche isolante)

### Benzocyclobutene (BCB)

**Mise en œuvre** La mise en œuvre de benzocyclobutene se fait par enduction centrifuge (en anglais *spin coating*) conformément aux recommandations du fabricant [Dow08].

Après l'étape préliminaire consistant en un nettoyage de la surface, la déposition d'une couche de promoteur d'adhésion, le dépôt de résine par enduction centrifuge peut avoir lieu. Selon l'épaisseur souhaitée, la vitesse de rotation du plateau doit être ajustée avant de déposer la résine. Il est nécessaire de déposer une quantité adéquate de résine sur le substrat, le plateau peut être alors à l'arrêt ou au ralenti (de  $10\text{ tr min}^{-1}$  à  $100\text{ tr min}^{-1}$ ) puis pour assurer une répartition homogène de la résine sur toute la surface, il est nécessaire de faire tourner le plateau à  $500\text{ tr min}^{-1}$  pendant 5 à 10 s. Puis, pour permettre l'évacuation des solvants, la

résine doit être brièvement chauffée. La résine est insolée pour permettre la réticulation des polymères constituant la résine. Enfin, le BCB devra être séché et décapé pour enlever les résidus d'un film constitué de polymère laissé suite à l'étape de développement.

**Avantages** Plage de température de fonctionnement comprise entre  $-50\text{ °C}$  et  $350\text{ °C}$  [YLB15, p. 172]; Permittivité relative faible ( $\epsilon_R = 2,65$ ); Rigidité diélectrique importante ( $300\text{ kV mm}^{-1}$ ); Résistivité volumique importante ( $10^{17}\Omega\text{ m}$ )

**Inconvénients** CTE important ( $42\text{ ppm K}^{-1}$ )

### Éthylène-propylène fluoré (FEP)

**Mise en œuvre** Le FEP existe sous forme de film. Il doit alors être laminé à chaud sur le substrat (température de fusion de l'ordre de  $260\text{ °C}$ )

**Avantages** Permittivité relative faible ( $\epsilon_R = 2,05$ ); Résistivité volumique élevée ( $10^{15}\Omega\text{ m}$ )

**Inconvénients** Température maximale de service de  $205\text{ °C}$

### Parylène

Le premier parylène est le parylène N. Il est composé d'atomes de carbone et d'hydrogène. Par substitution des atomes d'hydrogène de sa structure par du chlore ou de fluor, il a été possible de concevoir de nouvelles nuances de parylène.

- Parylène C (substitution d'un atome d'hydrogène par un atome de chlore)
- Parylène D (substitution de deux atomes d'hydrogène par deux atomes de chlore)
- Parylène F (substitution de quatre atomes d'hydrogène par quatre atomes de fluor)
- Parylène N (uniquement composé de carbone et d'hydrogène)

Les parylènes présentent une barrière avec le milieu extérieur. Ils présentent des permittivités relatives entre 2,2 et 3,12 et des rigidités diélectriques entre  $220\text{ kV mm}^{-1}$  et  $280\text{ kV mm}^{-1}$ . Parmi les parylènes fluorés, la résistance aux UV et au dioxygène est meilleure pour le parylène F-AF4 (composé aliphatique) plutôt que le parylène F-VT4 (composé aromatique).

**Mise en œuvre** Une explication du procédé est donnée par [Lai14]. Un précurseur (OctaFluoro-Di-Para-Xylylene dans le cas des parylènes fluorés) est vaporisé sous vide pour sublimation.

En sortie du vaporisateur, le gaz de précurseur passe par une zone fortement chauffée (de l'ordre de  $500\text{ °C}$ ). Sous l'effet de la température, la liaison carbone-carbone du précurseur est cassée. Par conséquent, les molécules gazeuses de dimères se scindent en deux unités monomères.

Le gaz de monomères précédemment produit par pyrolyse est envoyé dans la chambre de dépôt à température ambiante où sont disposés les substrats à revêtir. Les monomères se fixent sur une surface solide par adsorption. Le matériau obtenu est un polymère dont la croissance continue se fera jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de monomères à adsorber.

Le dépôt ainsi obtenu est conforme à la géométrie. Le procédé est représenté figure 2.14.

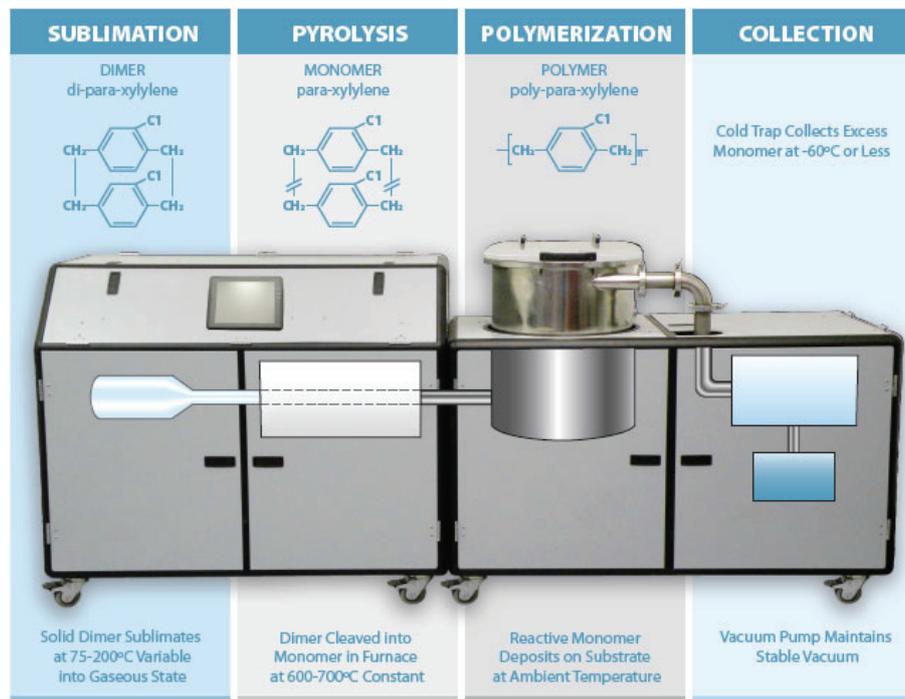


FIGURE 2.14 – Procédé de fabrication du parylène [Par]

**Avantages** Température de service de 200 °C pour le parylène F-VT4 et 350 °C pour le parylène F-AF4 en présence de dioxygène durant 100 000 h ; Rigidité diélectrique de l'ordre de 200 kV mm<sup>-1</sup> ; Permittivité diélectrique faible ( $\epsilon_R \approx 2,2$ )

**Inconvénients** Disponibilité ; coût du précurseur dans le cas du parylène F-AF4

### PTFE

**Mise en œuvre** Le PTFE se présente sous forme de granulés ou de poudre fluidisée (PTFE dans l'eau). Il existe deux méthodes principales de mise en œuvre qui sont expliquées dans [pro14].

Dans le cas où le matériau est sous forme de poudre fluidisée, il convient de disposer la poudre dans un moule où elle sera mise sous pression (le maximum dépend de la consistance de la poudre). Puis, le matériau sera fritté à une température entre 370 °C et 380 °C. Au-delà de la température de fusion, le PTFE est sous forme amorphe et les particules compactées sous l'action du frittage deviennent une structure homogène. Ensuite, le matériau est refroidi lentement de la température de frittage jusqu'à 260 °C. Une fois la température de 260 °C atteinte, le matériau se cristallise.

Dans le cas où le matériau est sous forme de granulés, ils doivent être mélangés avec un lubrifiant (de l'essence) pour prévenir le cisaillement. Ce mélange est ensuite mis en œuvre dans un moule où le mélange est réduit à un tiers de son volume initial sous l'effet d'un piston. Il est ensuite possible de réaliser un film en procédant à l'extrusion d'un profilé, puis en le laminant à une température de 40 °C. Pour éliminer l'essence du mélange, il faut laisser sécher le film à une température entre 160 °C et 200 °C. Les étapes de laminage et de séchage doivent être réalisées de manière indépendante pour fournir un résultat optimal.

Le film réalisé est ensuite laminé sur la surface à isoler.

**Avantages** Bonne constante diélectrique ( $\epsilon_R = 2,65$ )

**Inconvénients** Rigidité diélectrique faible ( $24 \text{ kV mm}^{-1}$ ) ; les dépôts de couches d'amorces n'ont pas été validés sur ce matériau

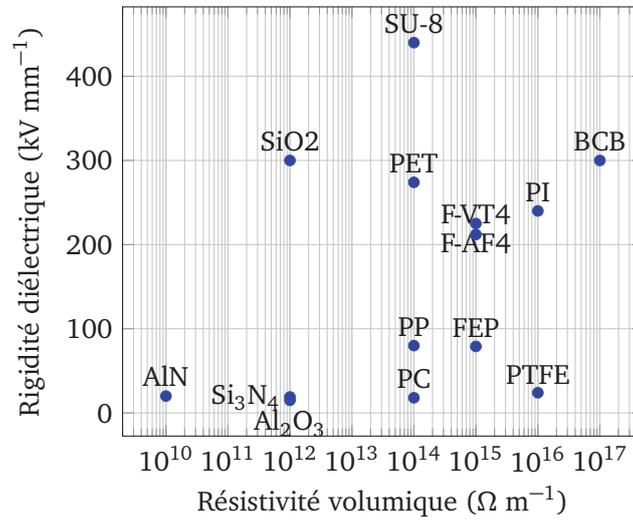


FIGURE 2.15 – Performances des matériaux isolants

TABLE 2.6 – Matériaux isolants compatibles avec le cahier des charges

	Permittivité relative $\epsilon_R$	Facteur de pertes $\tan \delta$	Rigidité diélectrique [kV mm <sup>-1</sup> ]	Résistivité volumique [ $\Omega \cdot m$ ]	CTE [ppm]	$T_{MAX}$ [°C]	$T_{MIN}$ [°C]	Références
<i>Céramiques</i>								
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	10,1	15	15	10 <sup>12</sup>	6,6	1675	-273	[TAE90, Gia77]
AlN	9,2	21	>20	10 <sup>8</sup> – 10 <sup>12</sup>	5,3	>1000	-273	[TEANA90]
Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub>	7,5	19	500	10 <sup>12</sup>	3,2	>1000	-273	[Gia77]
SiO <sub>2</sub>	3,9	15	300	10 <sup>12</sup>	5	>1000	-273	[Gia77]
<i>Polymères</i>								
BCB	2,65	8	300	10 <sup>17</sup>	42	350	-	[MGKG04]
Parylène C	2,81	130		10 <sup>15</sup>				
PC	2,8	10	18	10 <sup>12</sup> – 10 <sup>14</sup>	70	147	-40	[Mut15, Gia77]
PET	3	160	276	10 <sup>14</sup>	60	70 $T_G$	-	[Gia77]
PI	3,4	100	240	10 <sup>16</sup>	20	400	-269	[MSS <sup>+</sup> 09, Gia77]
PP	2,1	3	118	10 <sup>14</sup>	72 – 90	165	-	[Gia77]
SU-8	4	-	440	10 <sup>14</sup>	52	380	-	[TSM98, MSS <sup>+</sup> 09]
<i>Fluoropolymères</i>								
FEP	2,05	6	79	10 <sup>15</sup>	135	205	-240	[Gia77]
Parylène F-AF4	2,17	20	225	10 <sup>15</sup>	36	200	-	
Parylène F-VT4	2,35	80	212	10 <sup>15</sup>	45	260	-240	
PTFE	2,1	4	24	10 <sup>16</sup>	112 – 135	260	-260	

#### 2.5.4 Bilan et matériaux isolants retenus

La table 2.6 récapitule les différents matériaux isolants et leurs propriétés sont données page 33.

##### Céramiques

Les céramiques offrent une plage de température plus grande que le cahier de charges.

Les céramiques contenant de l'aluminium ( $Al_2O_3$  et AlN) ont une rigidité diélectrique faible de l'ordre de dizaine de kilovolts par millimètre. Pour assurer une tenue en tension de 1 kV, une couche isolante d'une épaisseur de l'ordre de 50  $\mu m$  serait nécessaire. Cette couche constituerait un entrefer conséquent qui ne serait pas sans modifier les performances magnétiques du transformateur.

Les céramiques contenant du silicium offrent une rigidité diélectrique plus grande d'un ordre de grandeur. De même, la couche isolante d'un entrefer verra une épaisseur d'un ordre de grandeur moins grande. Le dioxyde de silicium présentant une constante diélectrique  $\epsilon_R$  faible de 3,9.

Le dioxyde de silicium sera utilisé comme isolant entre conducteurs et ferrite.

##### Polymères

Certains matériaux polymères (PC, PET, PP et SU-8) ne sont pas utilisables à une température de 200 °C. Les matériaux restants (BCB et PI) ne sont pas compatibles avec le procédé car leurs rigidités diélectriques dépendent de leur humidité.

##### Fluoropolymères

Le FEP et le parylène F-VT4 ne peut pas fonctionner sur une période longue ( $10^5$  h) au-delà de 205 °C donc le meilleur candidat pour l'isolation autour des conducteurs serait le matériau parylène F-AF4.

Pour des raisons de disponibilité des équipements technologiques, nous utiliserons dans nos essais le parylène C dont la mise en œuvre sera réalisée sein de la plateforme 3DPHI de Toulouse. Par contre, ce type de parylène n'est pas apte à fonctionner à haute température mais nous permettra de valider le procédé de fabrication.

## Chapitre 3

# Modélisation et conception

Concevez toujours une chose en la considérant dans un contexte plus large

---

Eliel Saarinen

Dans le cadre de la conception d'un convertisseur à découpage, l'évaluation des performances du transformateur est nécessaire. La connaissance de la valeur des inductances propres permet de connaître l'inductance magnétisante et le rapport de transformateur. L'intérêt des interrupteurs à semi-conducteurs à grand gap est de permettre l'augmentation de la vitesse de commutation. Néanmoins pour limiter la circulation – indésirable – des courants de mode commun, il faut diminuer la capacité parasite entre enroulements primaire et secondaire. L'obtention de modèles valides facilitera ultérieurement la conception de transformateurs en permettant la prédétermination de la géométrie.

Les couplages, les inductances propres et les capacités parasites seront étudiés dans ce chapitre.

Tout d'abord, ces propriétés seront calculées analytiquement. Le calcul des inductances propres de transformateurs à air se base sur les formules proposées par [Moh99]. Le calcul des inductances propres de transformateurs sur substrat magnétique isolé se base sur les précédents résultats des transformateurs à air et les travaux de Roshen et Turcotte [RT88]. Le calcul des transformateurs à circuit magnétique fermé s'appuie sur le calcul de réluctances. Le calcul analytique de la capacité parasite entre enroulements se base sur l'hypothèse du condensateur plan. Dans le cas des transformateurs sur substrat magnétique isolé, une hypothèse sur la concentration de l'énergie électrostatique dans l'épaisseur de l'isolant est faite et sera confirmée lors des simulations par éléments finis.

Une étude basée sur les modèles analytiques permet de connaître rapidement l'influence des paramètres géométriques sur les valeurs des inductances propres, du couplage magnétique, de la résistance des enroulements et de la capacité parasite.

Ces calculs analytiques seront ensuite confrontés à des résultats issus de simulations par éléments finis avec le logiciel Ansys Maxwell 3D.

En vue de cette modélisation, la perméabilité complexe et la permittivité complexe du matériau magnétique seront caractérisées pour ajouter les propriétés de ce matériau dans la base de données du logiciel.

Après une introduction à la méthode des éléments finis et une présentation des conditions de simulation utilisée, les résultats des simulations magnétostatique (calcul des inductances

propres, inductances mutuelles et couplage magnétique) et électrostatique (capacité parasite) seront données. Enfin, les résultats des simulations par éléments finis seront discutés et comparés aux résultats des modèles analytiques.

Pour distinguer les différentes géométries, les critères de classification sont :

- Disposition des enroulements (entrelacé ou concentrique)
- Présence ou non de substrat magnétique
- Présence ou non d'isolation
- Présence ou non du capot (fermeture du circuit magnétique)

Cette classification est résumée table 3.1.

TABLE 3.1 – Classification des différents transformateurs étudiés

Référence	Enroulements	Substrat	Isolant	Capot
<i>Transformateur entrelacé</i>				
TE1	■			
TE2	■	■		
TE3	■	■	■	
TE4	■	■	■	■
<i>Transformateur concentrique</i>				
TC1	■			
TC2	■	■		
TC3	■	■	■	
TC4	■	■	■	■

Les formes des transformateurs entrelacés et concentriques étudiés sont représentées figure 3.1.

La structure et la géométrie (figure 3.2) est décrite par différents paramètres donnés table 3.2.

TABLE 3.2 – Paramètres géométriques d'un transformateur

Description	
Diamètre extérieur	$d_{OUT}$
Diamètre intérieur	$d_{INT}$
Diamètre moyen	$d_{AVG}$
Largeur d'un conducteur	$w$
Nombre de spires	$N$
Espacement entre conducteurs	$s$
Épaisseur du matériau conducteur	$t_{CU}$
Épaisseur du matériau magnétique	$t_{MAG}$
Épaisseur du matériau isolant	$t_{ISO}$
Espacement entre enroulements primaire et secondaire	$s_{12}$

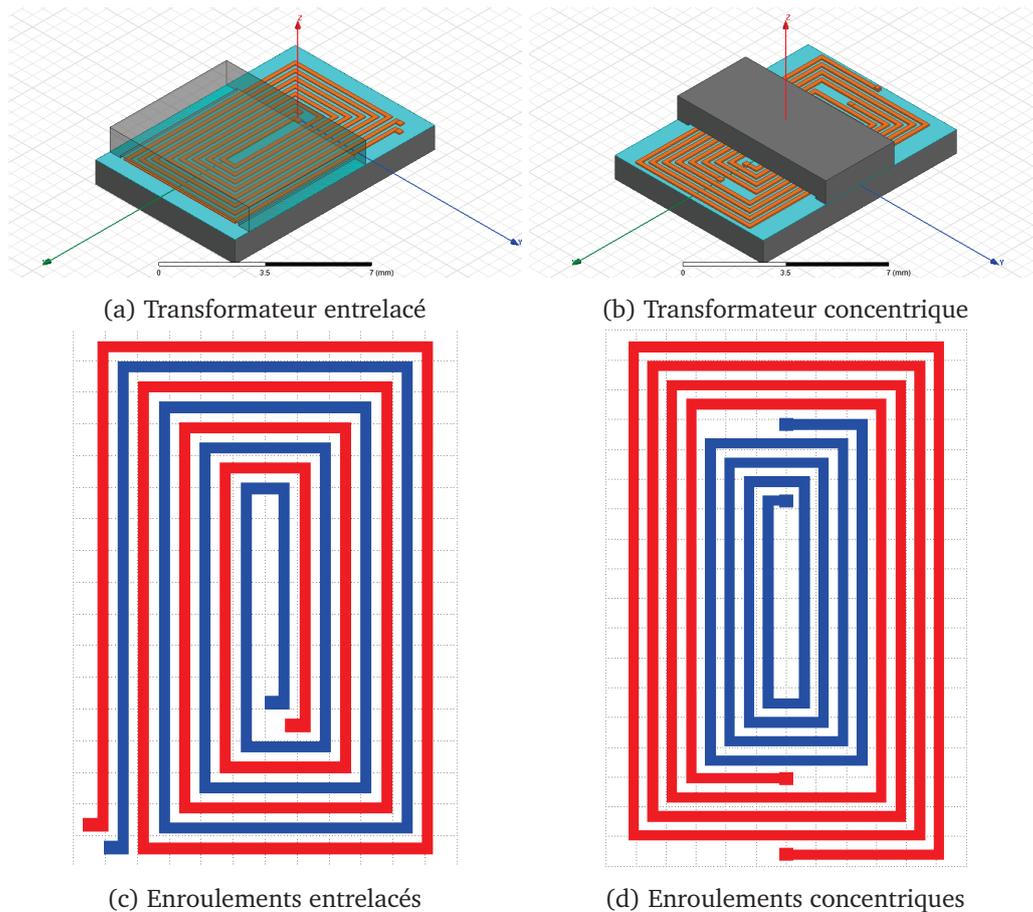


FIGURE 3.1 – Vues en perspectives des transformateurs étudiés et vues de dessus des enroulements

Le circuit magnétique est représenté en gris. L'isolation entre les enroulements et le substrat magnétique est représentée en cyan. Les enroulements sont représentés en orange. Dans le cas du transformateur entrelacé (figure 3.1a), le capot est partiellement transparent pour permettre de visualiser les enroulements.

## 3.1 Modélisation analytique

### 3.1.1 Magnétostatique

Le calcul analytique des inductances propres se décompose en trois cas :

- Enroulements à air (TE1 et TC1)
- Enroulement sur substrat magnétique (TE2, TE3, TC2 et TC3)
- Enroulements sur substrat magnétique refermée par un capot (TE4 et TC4)

Les méthodes analytiques correspondantes sont présentées à la suite de cette sous-section.

#### Enroulements à air

Dans le cadre de sa thèse [Moh99], Mohan a proposé plusieurs formules analytiques permettant de calculer l'inductance propre d'un enroulement. Il est possible d'exprimer rapidement l'inductance propre d'un enroulement à air quand sa géométrie est connue.

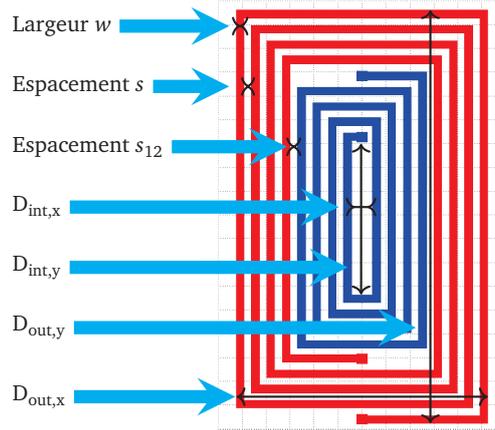


FIGURE 3.2 – Définition des paramètres du transformateur

En s'appuyant sur une population de 19 000 inductances simulées, Mohan a proposé une formule empirique. Son expression est donnée équation (3.1).

$$L_{\text{Mohan}} = \beta d_{\text{OUT}}^{\alpha_1} w^{\alpha_2} d_{\text{AVG}}^{\alpha_3} N^{\alpha_4} s^{\alpha_5} \quad d_{\text{AVG}} = \frac{d_{\text{OUT}} + d_{\text{INT}}}{2} \quad (3.1)$$

Les coefficients dépendent de la géométrie et ont été obtenus après optimisation utilisant la méthode des moindres carrés sur cette population. Ils sont donnés table 3.3.

TABLE 3.3 – Coefficients pour l'équation (3.1) [Moh99, p. 72]

	$\beta$	$\alpha_1 (d_{\text{OUT}})$	$\alpha_2 (w)$	$\alpha_3 (d_{\text{AVG}})$	$\alpha_4 (n)$	$\alpha_5 (s)$
Carré	$1,62 \times 10^{-3}$	-1,21	-0,147	2,40	1,78	-0,030
Hexagone	$1,28 \times 10^{-3}$	-1,24	-0,174	2,47	1,77	-0,049
Octogone	$1,33 \times 10^{-3}$	-1,21	-0,173	2,43	1,75	-0,049

En se basant sur une formule proposée par Wheeler [Whe28], Mohan a obtenu une seconde formule modifiée pour calculer l'inductance propre d'un enroulement plan [Moh99, p. 73]. L'expression est donnée équation (3.2).

$$L_{\text{Wheeler,mod}} = \mu_0 N^2 d_{\text{AVG}} \frac{K_1}{1 + K_2 \rho} \quad \rho = \frac{d_{\text{OUT}} - d_{\text{IN}}}{d_{\text{OUT}} + d_{\text{IN}}} \quad (3.2)$$

Les coefficients  $K_1$  et  $K_2$  dépendent de la géométrie de l'inductance. Leurs valeurs sont données table 3.4

TABLE 3.4 – Coefficients pour la formule modifiée de Wheeler [Moh99, p. 74]

	$K_1$	$K_2$
Carré	2,34	2,75
Hexagone	2,33	3,82
Octogone	2,25	3,55

Enfin, une troisième approche proposée par Mohan [Moh99] consiste à approximer une boucle de courant d'une largeur et d'une épaisseur finie par une boucle ayant des caractéristiques magnétiques équivalentes mais d'une épaisseur et d'une largeur négligeable. Cette boucle électrique est nommée feuillet magnétique [CDD<sup>+</sup>00b, p. 39]. En se basant sur l'approximation des feuillets magnétiques, Mohan a proposé une formule pour calculer l'inductance propre d'un enroulement plan [Moh99, p. 70]. La décomposition en feuillets magnétiques, les expressions ainsi que les corrections associées sont expliquées [Moh99, pp. 21-68]. L'équation est donnée équation (3.3).

$$L_{\text{FM}} = \mu_0 N^2 d_{\text{AVG}} c_1 \left( \ln \left( \frac{c_2}{\rho} \right) + c_3 \rho + c_4 \rho^2 \right) \quad (3.3)$$

Les coefficients  $c_1$ ,  $c_2$ ,  $c_3$  et  $c_4$  dépendent de la géométrie de l'inductance. Leurs valeurs sont données table 3.5.

TABLE 3.5 – Coefficients pour la formule basée sur les feuillets magnétiques [Moh99, p. 71]

	$c_1$	$c_2$	$c_3$	$c_4$
Carré	1,27	2,067	0,178	0,125
Hexagone	1,09	2,23	0	0,17
Octogone	1,07	2,29	0	0,19
Cercle	1,00	2,46	0	0,20

Les formules de Mohan (équation (3.1)), de Wheeler modifiée (équation (3.2)) et celle basée sur les feuillets magnétiques (équation (3.3)) peuvent être exprimées pour une inductance de nature carrée, hexagonale, octogonale voire circulaire.

Or, les inductances réalisées ayant une forme rectangulaire, il est nécessaire d'exprimer un diamètre extérieur approximant la géométrie. Pour exprimer ce diamètre, il est possible de calculer la moyenne géométrique des deux côtés du rectangle formant les enroulements. La formule de la moyenne géométrique est rappelée équation (3.4).

$$d_{\text{OUT}} = \sqrt{d_{\text{OUT},X} d_{\text{OUT},Y}} \quad (3.4)$$

Fort de la connaissance des paramètres géométriques propres à un enroulement, il est possible d'exprimer simplement l'inductance propre de ce dernier même s'il ne présente pas une forme pour laquelle les formules analytiques ont été initialement développées.

### Enroulements sur substrat magnétique

Roshen et Turcotte [RT88] ont démontré qu'il était possible de doubler la valeur de l'inductance propre, notée  $L$ , d'un enroulement par rapport à sa valeur dans l'air, notée  $L_0$ , si celui-ci est posé sur une plaque de matériau magnétique d'une épaisseur infinie. L'augmentation de la valeur des inductances propres dépend de la perméabilité magnétique relative  $\mu_R$ . L'expression de l'inductance propre  $L$  d'un enroulement sur substrat magnétique par rapport à l'inductance propre  $L_0$  d'un enroulement dans l'air est donnée équation (3.5)

$$L = \frac{2\mu_R}{\mu_R + 1} L_0 \quad (3.5)$$

La perméabilité magnétique relative  $\mu_R$  est de l'ordre de 1000 pour les matériaux magnétiques de type Mn–Zn. Avec des perméabilités aussi importantes, l'inductance propre d'un enroulement sur substrat magnétique  $L$  peut s'approximer avec l'équation (3.6).

$$L \approx 2L_0 \quad (3.6)$$

En pratique, le matériau magnétique est d'une épaisseur finie et a une perméabilité magnétique relative  $\mu_R$  peuvent varier entre 15 et 900 (table 2.5, page 25). Roshen [Ros90] a représenté l'évolution de l'inductance propre à prévoir. Deux abaques, prenant en compte la variation de la perméabilité magnétique relative  $\mu_R$  ou la variation de l'épaisseur du matériau magnétique, sont donnés figure 3.3.

La figure 3.3a met en avant que l'épaisseur du substrat magnétique présente une influence plus grande lorsque la perméabilité magnétique relative  $\mu_R$  est inférieure à 1000.

La figure 3.3b met en avant que l'influence de la perméabilité magnétique relative  $\mu_R$  du substrat est moindre pour une épaisseur supérieure ou égale à 100 mm ce qui n'est pas compatible avec l'intégration des composants passifs. Pour une épaisseur de 1 mm, l'inductance varie de 63 % quand la perméabilité relative  $\mu_R$  passe de 500 à 5.

### Enroulements avec circuit magnétique refermé par un capot

Dans le cas où le circuit magnétique est refermé, il est possible de calculer sa réluctance équivalente. La définition de la réluctance  $\mathcal{R}$  est rappelée équation (3.7).

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mu_0 \mu_R} \frac{\ell}{S} \quad (3.7)$$

Avec  $\mu_0$  la perméabilité magnétique du vide,  $\mu_R$  la perméabilité magnétique relative du matériau magnétique utilisé,  $\ell$  la longueur moyenne parcourue par le flux magnétique  $\phi$  et  $S$  la section droite embrassée par le flux magnétique  $\phi$ .

Il est à noter que la définition de la réluctance prend pour hypothèses :

- Un tube de flux de surface constante ;
- Une répartition homogène du flux dans le circuit magnétique du transformateur.

Dans la figure 3.4, un circuit magnétique comportant un substrat magnétique et un capot en U est représenté. La représentation équivalente basée sur l'analogie de Hopkinson est représentée figure 3.5. La région grisée représente le tube de flux sur lequel repose le calcul de la réluctance équivalente.

La symétrie du circuit magnétique permet d'exprimer l'équation (3.8)

$$\mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_{AD} + \mathcal{R}_{DE} = \mathcal{R}_{BC} + \mathcal{R}_{CF} + \mathcal{R}_{EF} \quad (3.8)$$

La réluctance totale  $\mathcal{R}_T$  est exprimée équation (3.9).

$$\mathcal{R}_T = \mathcal{R}_{BE} + \frac{\mathcal{R}_{AB} + \mathcal{R}_{AD} + \mathcal{R}_{DE}}{2} \quad (3.9)$$

L'inductance équivalente est définie comme suit :

$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}_T} \quad (3.10)$$

Les valeurs obtenues par calcul analytique sont supérieures à celles obtenues lors des simulations par éléments finis et des caractérisations. Cette différence peut s'expliquer par une répartition non homogène du flux magnétique dans les transformateurs.

### 3.1.2 Électrostatique

Le calcul analytique de la capacité parasite entre les enroulements primaire et secondaire se décompose en deux cas :

- Enroulements à air ( $\epsilon_R = 1$ )
- Enroulements sur substrat (matériau magnétique isolé) ( $\epsilon_R > 1$ )

La connaissance de la capacité parasite entre enroulements primaire et secondaire permet d'évaluer l'amplitude du courant de mode commun circulant entre enroulements. Le cas du transformateur avec des enroulements dans le vide constitue la valeur théorique minimale de la capacité parasite. Cette valeur n'est pas réalisable, le transformateur requiert pour sa fabrication un substrat dont la permittivité relative  $\epsilon_R$  sera strictement supérieure à un.

#### Enroulements à air

Pour le calcul de la capacité parasite entre enroulements primaire et secondaire, il est fait l'hypothèse que le champ électrique est uniforme, ce qui permet d'utiliser la formule de la capacité plane :

$$C_{PS} = \epsilon_0 \frac{S_{CU}}{e} \quad (3.11)$$

avec  $\epsilon_0$  la permittivité relative du vide,  $S_{CU}$  la surface des armatures en regard et  $e$  la distance entre les armatures.

Dans le cas d'enroulements entrelacés (figure 3.1c), la distance entre les armatures est égale à la distance entre les conducteurs  $s$ . La surface est le produit entre l'épaisseur d'un conducteur  $t$  et la longueur d'un enroulement  $\mathcal{P}_m$ . Pour exprimer ce dernier, une formule approchée est proposée équation (3.12)

$$\mathcal{P}_m = 2\sqrt{(d_{INT,X} + d_{INT,Y})(d_{OUT,X} + d_{OUT,Y})}(2N - 1) \quad (3.12)$$

avec  $d_{INT,X}$  diamètre intérieur suivant l'axe des  $x$ ,  $d_{INT,Y}$  diamètre intérieur suivant l'axe des  $y$ ,  $d_{OUT,X}$  diamètre extérieur suivant l'axe des  $x$  et  $d_{OUT,Y}$  diamètre extérieur suivant l'axe des  $y$ .

La capacité parasite entre enroulements primaire et secondaire dans le cas d'un transformateur à air à enroulements entrelacés constitués de  $N$  spires par enroulement est donnée équation (3.13).

$$C_{PS} = \epsilon_0 \frac{t_{CU} 2\sqrt{(d_{INT,X} + d_{INT,Y})(d_{OUT,X} + d_{OUT,Y})}(2N - 1)}{s} \quad (3.13)$$

Dans le cas d'enroulements concentriques (figure 3.1d), la distance entre les armatures est égale à la distance entre les enroulements primaire et secondaire  $s_{12}$ . La surface de conducteurs en regard est le produit entre l'épaisseur d'un conducteur  $t$  et le périmètre moyen entre les enroulements interne et externe. Pour ce dernier, le périmètre moyen est défini équation (3.14).

$$\mathcal{P}_m = \sqrt{(d_{INT,X} + d_{INT,Y})(d_{OUT,X} + d_{OUT,Y})} \quad (3.14)$$

La capacité parasite entre enroulements primaire et secondaire dans le cas d'un transformateur à air à enroulements concentriques est donnée équation (3.15).

$$C_{PS} = \epsilon_0 \frac{t_{CU} \sqrt{(d_{INT,X} + d_{INT,Y})(d_{OUT,X} + d_{OUT,Y})}}{s_{12}} \quad (3.15)$$

La valeur de capacité parasite est indépendante de  $N$  par opposition au transformateur entrelacé (équation (3.13)).

### Enroulements sur substrat

Dans le cas d'enroulements sur substrat magnétique, d'autres capacités doivent être prises en compte comme l'illustre la figure 3.6.

Dans le cas de matériaux magnétiques de type Mn-Zn, une constante diélectrique anormalement élevée est attendu [CDD<sup>+</sup>00a, p.192]. Il peut être pris pour hypothèse une permittivité relative de 1000. D'après la documentation constructeur [Fer08a], la résistivité électrique  $\rho$  est de  $10\Omega\text{m}$ .

Une interface est une surface de contact entre deux objets. En l'absence de charges électriques, à l'interface entre deux milieux diélectriques de permittivités  $\epsilon_1$  et  $\epsilon_2$ , il est possible d'exprimer la relation (3.16) entre les champs électriques  $E_{1,n}$  et  $E_{2,n}$  [PCF02, p. 403].

$$E_{1,t} = E_{2,t} \quad \text{et} \quad D_{1,n} = D_{2,n} \implies \epsilon_1 E_{1,n} = \epsilon_2 E_{2,n} \quad (3.16)$$

Avec :

- $E_{1,n}$  et  $D_{1,n}$  les composantes normales du champ électrique et de l'induction électrique dans le milieu 1 ;
  - $E_{2,n}$  et  $D_{2,n}$  les composantes normales du champ électrique et de l'induction électrique dans le milieu 2 ;
  - $E_{1,t}$  et  $E_{2,t}$  les composantes tangentielles du champ électriques dans les milieux 1 et 2.
- La permittivité relative du substrat magnétique est très grande devant celle du vide. La conséquence de la conservation du flux électrique est un champ électrique présent dans l'isolant très grand devant celui présent dans le substrat magnétique. La figure 3.7 appuie cette hypothèse. Il existe des régions où le champ est plus intense. Néanmoins, l'épaisseur de l'isolant étant petite devant le reste de la géométrie, il est difficile de bien représenter ce phénomène.

Il est alors possible d'exprimer la capacité parasite entre enroulements primaire et secondaire en prenant l'hypothèse du condensateur plan. Il existe alors deux condensateurs électriquement en série :

- Une capacité entre l'enroulement primaire et le substrat magnétique notée  $C_{PM}$  ;
- Une capacité entre l'enroulement secondaire et le substrat magnétique, notée  $C_{SM}$ .

La surface des enroulements peut s'exprimer comme suit :

$$S_{CU} = \frac{w}{s+w} (D_{OUT,X} D_{OUT,Y} - D_{INT,X} D_{INT,Y}) \quad (3.17)$$

Comme les capacités parasites sont en série, la capacité parasite équivalente est :

$$C_{PS} = \frac{C_{PM} C_{SM}}{C_{PM} + C_{SM}} \quad (3.18)$$

Dans le cas de l'entrelacé, les valeurs de  $C_{PM}$  et de  $C_{SM}$  sont proches. Il est possible de dire directement :

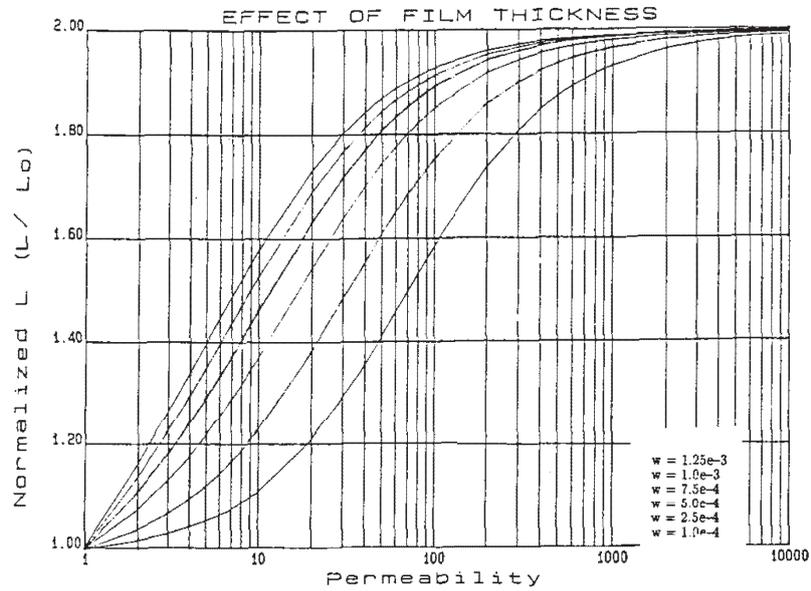
$$C_{PS,entrelacé} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 \epsilon_R}{t_{ISO}} \frac{w}{s+w} (D_{OUT,X} D_{OUT,Y} - D_{INT,X} D_{INT,Y}) \quad (3.19)$$

Dans le cas du transformateur concentrique, la capacité entre primaire et substrat  $C_{PS}$  est exprimée équation (3.20) et la capacité entre secondaire et substrat  $C_{SM}$  est exprimée équation (3.21).

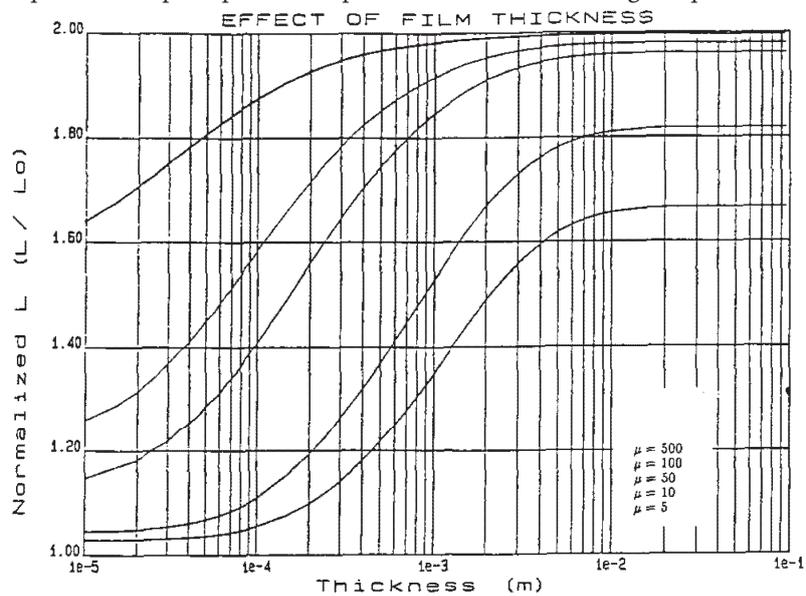
$$C_{PM,concentrique} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_R}{t_{ISO}} \frac{w}{s+w} (D_{OUT,X}^P D_{OUT,Y}^P - D_{INT,X}^P D_{INT,Y}^P) \quad (3.20)$$

$$C_{SM,concentrique} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_R}{t_{ISO}} \frac{w}{s+w} (D_{OUT,X}^S D_{OUT,Y}^S - D_{INT,X}^S D_{INT,Y}^S) \quad (3.21)$$

La capacité parasite dans le cas du transformateur concentrique se déduit de la formule (3.18) et des valeurs de capacités parasites données équations (3.20) et (3.21).



(a) Inductance normalisée  $L/L_0$  en fonction de la perméabilité magnétique relative pour plusieurs épaisseurs de matériau magnétique



(b) Inductance normalisée  $L/L_0$  en fonction de l'épaisseur (en m) pour plusieurs perméabilités relatives

FIGURE 3.3 – Évolution de l'inductance normalisée  $L/L_0$  en fonction de la perméabilité magnétique relative  $\mu_R$  et de l'épaisseur du matériau magnétique [Ros90, p. 273]

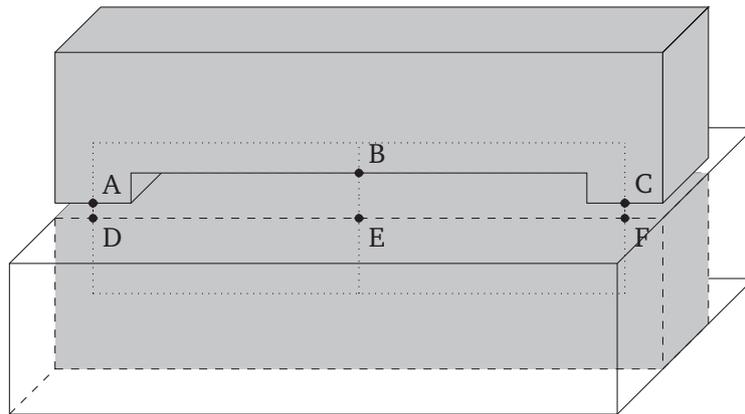


FIGURE 3.4 – Représentation du circuit magnétique d'un transformateur intégré  
Le substrat est représenté en bas, le capot est en haut. Les zones grises correspondent aux volumes utilisés pour le calcul des réluctances dans le circuit magnétique

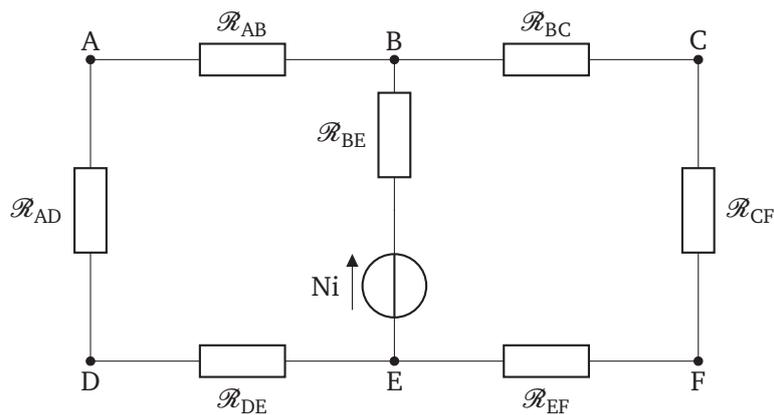


FIGURE 3.5 – Circuit équivalent basé sur l'analogie de Hopkinson correspondant à la figure 3.4

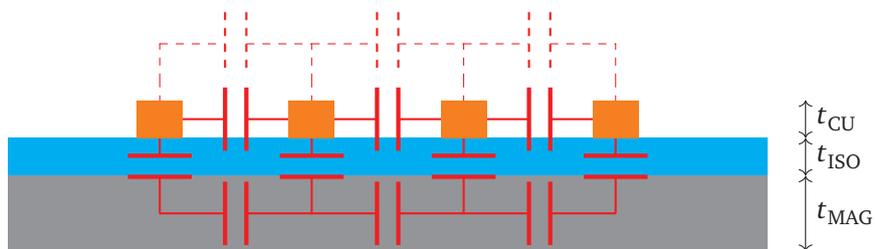


FIGURE 3.6 – Représentation des différentes capacités parasites dans le cas des transformateurs  
Le substrat magnétique est représenté en gris. L'isolant est représenté en cyan. Les conducteurs sont représentés en orange.

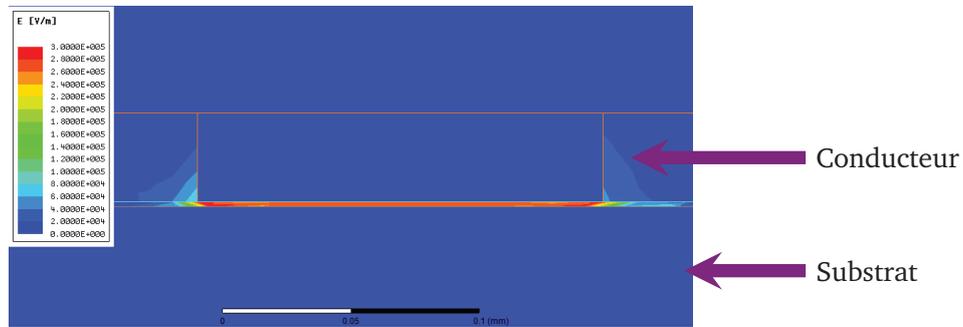


FIGURE 3.7 – Représentation du champ électrique pour un transformateur entrelacé  
*L'intensité du champ électrique est maximale dans la couche d'isolant comprise entre conducteur et substrat. Il existe de part et d'autre du conducteur un champ électrique non nulle dont l'origine est issue de la région précédemment mentionnée.*

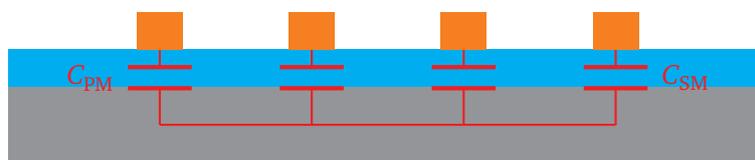


FIGURE 3.8 – Représentation simplifiée des capacités dans le cas des transformateurs  
*Le substrat magnétique est représenté en gris. L'isolant est représenté en cyan. Les conducteurs sont représentés en orange.*

## 3.2 Étude paramétrique

### Inductances propres $L$

La valeur souhaitée des inductances propres dépend du cahier des charges établi pour le convertisseur.

Une augmentation de la distance inter-pistes entraîne une diminution de l'inductance propre d'un enroulement.

Par opposition, une augmentation du diamètre interne  $d_{\text{INT}}$ , du nombre de spires par enroulement  $N$ , de l'épaisseur du matériau magnétique  $t_{\text{MAG}}$  ou de sa perméabilité relative  $\mu_{\text{R,MAG}}$  entraîne une augmentation de l'inductance propre.

### Couplage magnétique $k$

Le couplage magnétique restitue le flux magnétique passant d'un enroulement à l'autre. Le flux magnétique n'ayant pas atteint l'autre enroulement est considéré comme flux de fuite et est modélisé par une inductance de fuite. Selon les topologies de convertisseurs retenues, une inductance de fuite importante constitue un atout.

L'augmentation de la distance entre les pistes  $s$  ou de l'épaisseur de l'isolant  $t_{\text{ISO}}$  (augmentation de l'entrefer) entraîne une diminution du couplage.

L'augmentation de l'épaisseur des pistes  $t_{\text{CU}}$  (augmentation de la surface des enroulements en regard), du nombre de spires, de l'épaisseur du matériau magnétique  $t_{\text{MAG}}$  ou de sa perméabilité relative  $\mu_{\text{R,MAG}}$  entraîne une augmentation du couplage magnétique.

### Résistance des enroulements $R$

La résistance des enroulements doit être minimale. Sa valeur dépend principalement de la loi de Pouillet exprimée avec les paramètres géométriques issus de la table 3.6.

$$R = \rho \frac{\ell}{t_{\text{CU}} w} \quad (3.22)$$

Il est possible en augmentant la largeur  $w$  ou l'épaisseur  $t_{\text{CU}}$  de diminuer la résistance des enroulements.

Si la longueur des pistes augmente, la résistance augmente. Par conséquent, une augmentation de la distance entre les pistes  $s$ , une augmentation du diamètre interne  $d_{\text{INT}}$  ou une augmentation du nombre de spires  $N$  augmentera la résistance des enroulements. Dans le cas du transformateur concentrique, l'augmentation de l'espace inter-enroulements  $s_{12}$  implique une augmentation de la résistance de l'enroulement externe.

Il est à noter que la présence de matériau magnétique, représentée par la variable  $t_{\text{MAG}}$ , induit la présence de pertes fer d'où l'augmentation de la résistance des enroulements qui modélise aussi ces pertes.

La valeur de la résistivité électrique  $\rho$  peut être diminuée en diminuant la densité de courant lors de l'électrodéposition [Had12, p. 79].

**Capacité parasite  $C_{PS}$** 

La capacité parasite doit être minimale. L'hypothèse de la capacité plane permet d'exprimer la capacité parasite de la manière suivante :

$$C_{PS} = \epsilon_0 \epsilon_{R,ISO} \frac{S}{t_{ISO}} \quad (3.23)$$

La surface  $S$  augmente si la longueur de l'enroulement augmente. L'influence des paramètres géométriques sur la longueur des enroulements est discuté précédemment.

La capacité parasite diminue si la constante diélectrique  $\epsilon_{R,ISO}$  diminue ou si l'épaisseur de l'isolant  $t_{ISO}$  augmente.

TABLE 3.6 – Influence des paramètres sur les performances du transformateur

Paramètres	L	k	$C_{PS}$	R
<i>Conducteurs</i>				
Largeur des pistes $w \nearrow$			$\nearrow$	$\searrow$
Espacement inter-pistes $s \nearrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\nearrow$
Épaisseur des pistes $t_{CU} \nearrow$		$\nearrow$	$\nearrow$	$\searrow$
Diamètre intérieur $d_{INT} \nearrow$	$\nearrow$		$\nearrow$	$\nearrow$
Nombre de spires $N \nearrow$	$\nearrow$	$\nearrow$	$\nearrow$	$\nearrow$
Espacement inter-enroulements $s_{12} \nearrow$		$\searrow$	$\nearrow$	$\nearrow$
<i>Matériau magnétique</i>				
Épaisseur $t_{MAG} \nearrow$	$\nearrow$	$\nearrow$		$\nearrow$
Perméabilité relative $\mu_{R,MAG} \nearrow$	$\nearrow$	$\nearrow$		
<i>Isolant</i>				
Épaisseur de l'isolant $t_{ISO} \nearrow$	$\searrow$	$\searrow$	$\searrow$	
Permittivité relative $\epsilon_{R,ISO} \nearrow$			$\nearrow$	

### 3.3 Matériaux

Après avoir présenté les expressions analytiques pour le calcul des inductances et capacités du transformateur, je m'intéresse ici aux matériaux qui les composent. J'introduis les principales grandeurs et je présente la caractérisation expérimentale de ces grandeurs.

#### 3.3.1 Ferrite

##### Perméabilité magnétique complexe

La mesure de la perméabilité magnétique complexe permet d'une part de valider les caractéristiques communiquées par le fabricant, d'autre part d'améliorer la simulation par éléments finis lors de la conception.

La connaissance de la partie réelle  $\mu'_R$  permet de dimensionner le transformateur tandis que l'augmentation soudaine de la courbe de la partie imaginaire  $\mu''_R$  permet de déterminer la fréquence maximale d'utilisation du matériau magnétique.

La perméabilité magnétique complexe relative est définie équation 3.24

$$\mu = \mu_0 (\mu'_R - j\mu''_R) \quad (3.24)$$

En utilisant l'équation 3.24 dans la définition de l'impédance d'une inductance, il est possible d'exprimer l'impédance sous forme cartésienne comme suit :

$$\mathbf{Z}_L = j\omega \left( N^2 \mu_0 (\mu' - j\mu'') \frac{S}{\ell} \right) \iff \mathbf{Z}_L = \underbrace{\omega N^2 \mu_0 \mu'' \frac{S}{\ell}}_{\text{Re}\{\mathbf{Z}_L\}} + j \underbrace{\omega N^2 \mu_0 \mu' \frac{S}{\ell}}_{\text{Im}\{\mathbf{Z}_L\}} \quad (3.25)$$

avec  $S$  la surface du circuit magnétique et  $\ell$  la longueur moyenne du circuit magnétique.

Il est alors possible de déduire les parties réelle et imaginaire de la perméabilité magnétique complexe relative des mesures d'impédance réalisées avec l'impédancemètre équipé d'un dispositif de caractérisation des matériaux magnétiques tel que le Keysight 16454A qui constitue une spire autour du tore en matériau magnétique (figure 3.9). Les courbes ainsi relevées pour le matériau 3F45 Ferroxcube sont données figure 3.10.

$$\begin{cases} \mu' = K \text{Im}\{\mathbf{Z}_L\} \\ \mu'' = K \text{Re}\{\mathbf{Z}_L\} \end{cases} \quad (3.26)$$

Avec le paramètre  $K$  défini comme suit :

$$K = \frac{\ell}{\mu_0 N^2 S \omega} \quad (3.27)$$



FIGURE 3.9 – Impédancemètre Keysight 4294A avec dispositif de caractérisation de matériaux magnétiques 16454A

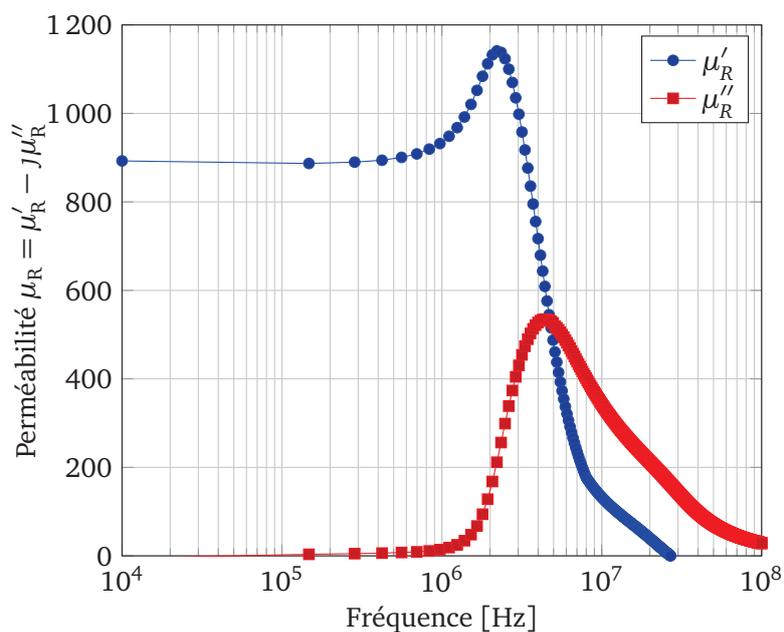


FIGURE 3.10 – Perméabilité magnétique complexe relative du 3F45 Ferroxcube  
*Mesure réalisée à température ambiante sur un échantillon TX10/6/4. L'accroissement de la partie imaginaire de la perméabilité complexe intervenant entre 1 MHz et 4 MHz, il n'est pas judicieux d'utiliser le 3F45 Ferroxcube pour une application de conversion de puissance au-delà de ces fréquences.*

### Permittivité du ferrite

La connaissance de la permittivité diélectrique complexe du matériau magnétique est nécessaire pour estimer les capacités parasites du transformateur. Elle n'est pas communiquée par le fabricant dans sa documentation technique [Fer08a].

Une première mesure de la permittivité complexe relative a été réalisée par mesures d'impédance. Pour cela, un condensateur plan a été réalisé avec une plaque de ferrite, dont les deux armatures sont peintes en laque d'argent à travers un masque. La plaque de ferrite utilisée est d'une longueur de 13 mm, d'une profondeur de 9 mm et d'une épaisseur de 1 mm ce qui correspond à la référence PLT13/9/1 chez Ferroxcube.



FIGURE 3.11 – Schéma de principe du dispositif de caractérisation de la permittivité

La première mesure a été réalisée pour obtenir un ordre de grandeur.

Des mesures plus fines de la permittivité complexe en fonction de la température et de la fréquence ont été réalisées (figure 3.14) au moyen d'une station de tests électriques des matériaux (Solartron Modulab XM MTS, figure figure 3.12) qui permet entre autres la mesure d'impédance en balayant en fréquence entre 0,1 Hz et 1 MHz. Afin de réaliser des caractérisations sur une plage de température comprise entre  $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$  et  $250\text{ }^{\circ}\text{C}$ , des électrodes en or ont été réalisées par pulvérisation cathodique.



FIGURE 3.12 – Station de tests électriques des matériaux (Solartron Modulab XM MTS)

Pour une fréquence de 1 MHz, la permittivité diélectrique complexe relative du 3F45 est de 8853.

La longueur d'onde  $\lambda$  correspondant à une fréquence de 1 MHz dépend des propriétés du milieu matériel.

$$\lambda = \frac{v}{f} \quad (3.28)$$

La vitesse de phase  $v$  est le quotient entre la vitesse de la lumière  $c$  et l'indice de réfraction  $n$

$$n = \frac{c}{v} \iff v = \frac{c}{n} \quad (3.29)$$

L'indice de réfraction  $n$  dépend du milieu matériel dans lequel l'onde évolue et est donné par

$$n = \sqrt{\mu_R \epsilon_R} \quad (3.30)$$

La longueur d'onde  $\lambda$  dans le matériau magnétique 3F45 Ferroxcube pour une fréquence  $f$  de 1 MHz est égale à :

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\mu_R \epsilon_R} \times f} \implies \lambda \approx 100 \text{ mm} \quad (3.31)$$

Le transformateur a une longueur  $\ell$  inférieure à 10 mm, c'est-à-dire  $\ell \ll \lambda$ . Les phénomènes de propagation ne sont donc pas à prendre en compte lors des simulations par éléments finis.

Il existe une permittivité diélectrique complexe des matériaux qui peut être définie comme suit :

$$\epsilon = \epsilon_0 (\epsilon'_R - j\epsilon''_R) \quad (3.32)$$

Pour une fréquence de 1 MHz, le minimum de la partie réelle est obtenu pour une température de 250 °C. La valeur de la permittivité relative  $\epsilon'_R$  est de 142 (figure 3.14c).

La partie imaginaire  $\epsilon''_R$  est représentée figure 3.14b. Elle n'est pas constante par rapport à la fréquence ce qui ne permet pas son analyse par le facteur de pertes  $\tan \delta$ . Néanmoins, la décroissance en fonction de la fréquence met en avant le caractère dissipatif (conductivité électrique) du matériau magnétique que confirme la figure 3.14d.

Lorsque le matériau présente des pertes, il est possible d'exprimer la partie imaginaire de la permittivité complexe  $\epsilon_R$  en fonction de la fréquence.

$$\epsilon''_R = \frac{\sigma}{2\pi f} \iff \sigma = \epsilon''_R 2\pi f \quad (3.33)$$

La conductivité électrique  $\sigma$  de l'échantillon peut être calculée à partir des mesures précédentes. En prenant en compte cette conductivité électrique du matériau magnétique, il est alors possible d'estimer la résistance électrique  $R_F$  entre les enroulements qui traduira l'existence de courants de fuite.

Pour un transformateur à enroulements concentriques directement déposés sur un matériau magnétique, il est possible de proposer une modélisation simplifiée des courants de fuite. En effet, en prenant pour hypothèse que le courant de fuite circule d'un enroulement à l'autre, il est possible d'exprimer une résistance équivalente avec la loi de Pouillet. La surface est alors le produit de la hauteur du matériau magnétique avec la longueur d'une portion de conducteur constituant la spire. La résistance est calculée en prenant la distance séparant les enroulements primaire et secondaire  $s_{12}$ . Les résistances exprimées table 3.7 utilisent la valeur de la conductivité électrique issue de la documentation technique [Fer08a]. Comme l'illustre la figure 3.13, la résistance sur les côtés longs est notée  $R_L$  et la résistance sur les côtés courts est noté  $R_\ell$ . L'expression de la résistance équivalente est donnée 3.34.

TABLE 3.7 – Résistances de fuite dans le cas du transformateur concentrique

	Dimensions			Titre		Résistance
	Largeur [ $\mu\text{m}$ ]	Profondeur [ $\mu\text{m}$ ]	Hauteur [mm]	Surface [ $\text{m}^2$ ]	Longueur [m]	R [ $\Omega$ ]
$R_\ell$	160	6100	1	$6,1 \times 10^{-6}$	$160 \times 10^{-6}$	292
$R_L$	2680	160	1	$2,68 \times 10^{-6}$	$160 \times 10^{-6}$	597

Les résistances sont en parallèle, l'expression de la résistance de fuite  $R_F$  est :

$$R_F = \frac{1}{2} \frac{R_\ell R_L}{R_\ell + R_L} \quad (3.34)$$

La résistance de fuite  $R_F$  est de 91  $\Omega$ .

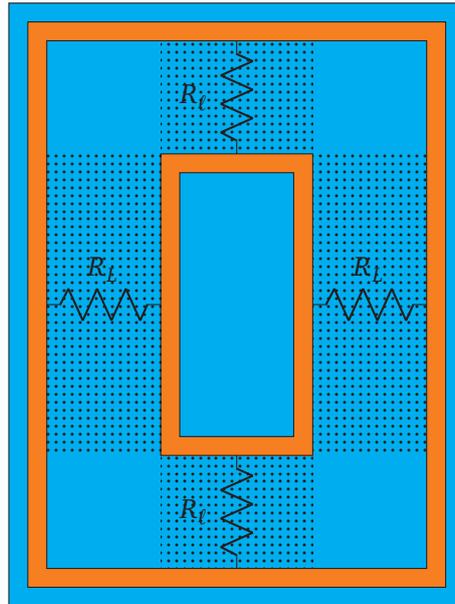
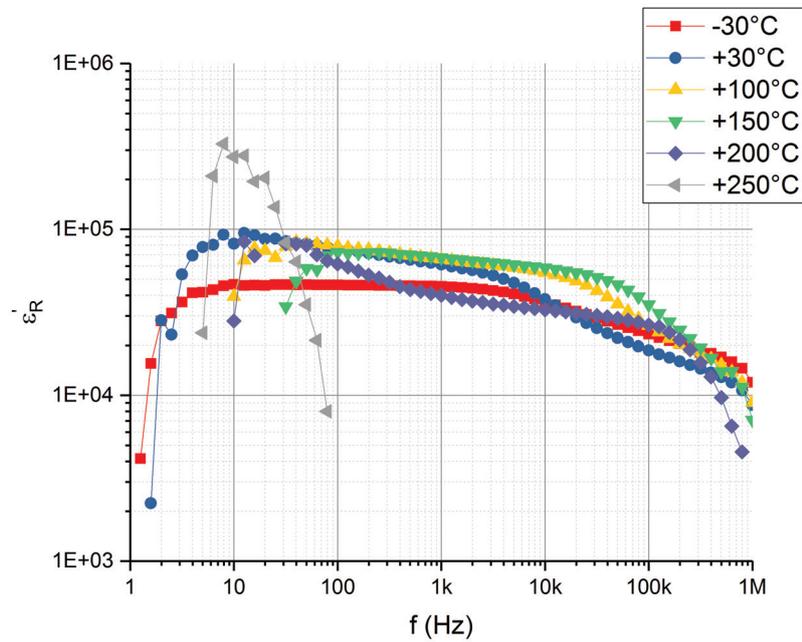
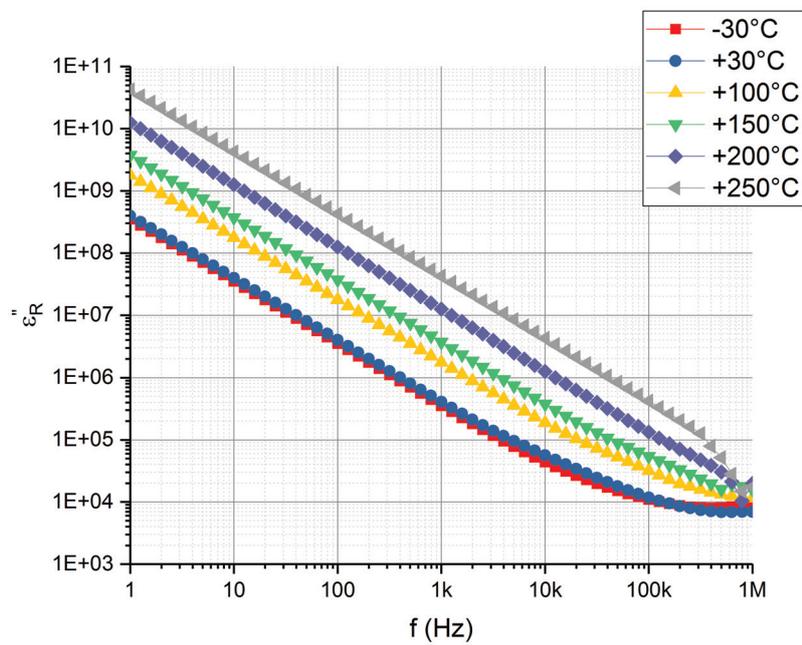


FIGURE 3.13 – Représentation des résistances modélisant les courants de fuite (échelle arbitraire)  
*Le substrat magnétique est représenté en bleu.*

Pour conclure, la mesure de la permittivité permet de confirmer la nécessité d'une couche isolante entre le substrat magnétique et les enroulements. Les valeurs élevées de la partie réelle de la permittivité relative  $\epsilon'_R$  peuvent être dues à la présence de calcium dans le matériau magnétique [CDD<sup>+</sup>00a, p. 192].

(a) Constante diélectrique  $\epsilon'_R$ (b) Partie imaginaire de la permittivité relative  $\epsilon''_R$

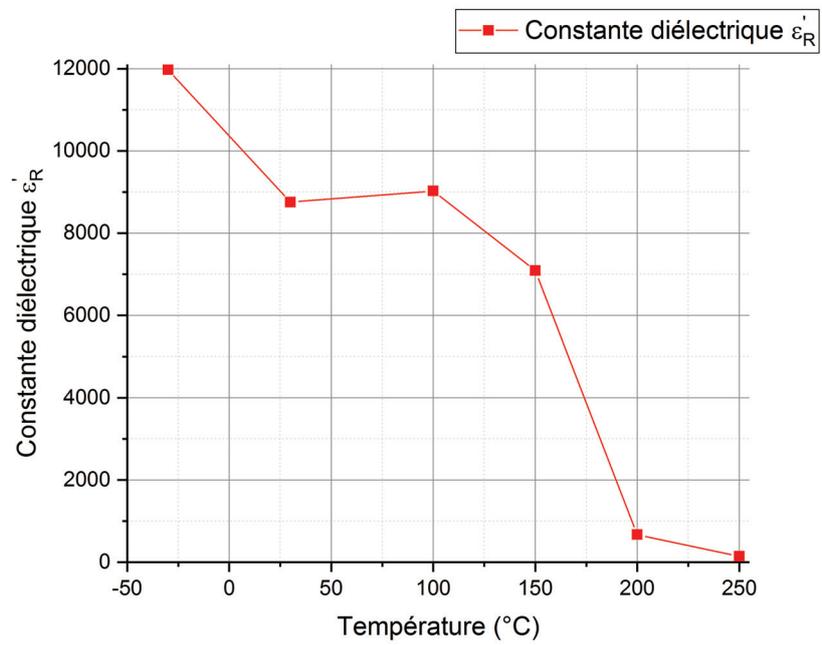
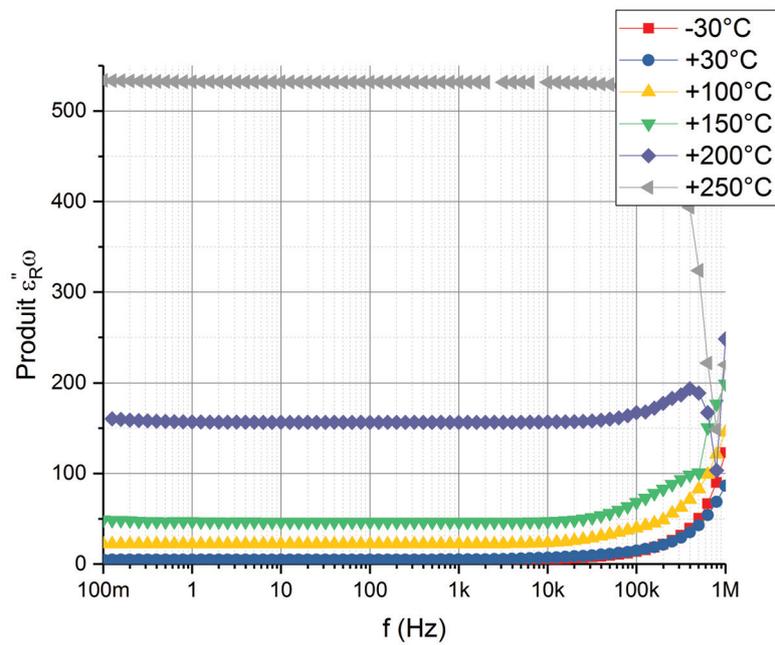
(c) Constante diélectrique pour  $f = 1$  MHz(d) Produit  $\epsilon''_R \omega$ 

FIGURE 3.14 – Permittivité relative 3F45 Ferroxcube

## 3.4 Méthodes des éléments finis

### 3.4.1 Généralités

Le logiciel Maxwell issu de la suite Ansys Electronic Desktop s'appuie sur la méthode des éléments finis pour résoudre les équations différentielles régissant l'électromagnétisme.

#### Maillage

Le logiciel s'appuyant sur la méthode des éléments finis, il est nécessaire de discrétiser le domaine de résolution dans lequel a été saisi la géométrie de manière à obtenir la résolution des équations de Maxwell. Dans le cas d'une simulation plane (2D), la géométrie est discrétisée avec des triangles. Dans le cas d'une simulation dans l'espace (3D), la géométrie est discrétisée avec des trièdres.

Le maillage joue un rôle important dans la précision des résultats simulés. Un maillage plus fin est requis dans les régions où le champ va évoluer plus rapidement dans l'espace. De même, il apparaît des problématiques de maillage assez sévères quand il y a un facteur de forme important entre les différentes parties du système. Par défaut, le maillage est adaptatif avec un procédé itératif de raffinement du maillage répété jusqu'à reposant sur la satisfaction du critère d'arrêt, c'est à dire l'équation (3.35) inférieure à une valeur donnée.

$$\text{Percent error energy} = \frac{\text{Error energy}}{\text{Total energy}} \times 100 \% \quad (3.35)$$

La géométrie, avec les épaisseurs des matériaux magnétiques et isolants, présente de forts rapports d'échelle, d'où l'intérêt d'un maillage adaptatif.

#### Matériaux

Pour une simulation magnétostatique, seules les perméabilités relative  $\mu_R$  sont utilisées. À l'inverse, seules les permittivités comptent pour une simulation électrostatique.

La perméabilité relative et la conductivité électrique sont issues de la documentation constructeur [Fer08a], la mesure de la permittivité du ferrite est discutée section 3.3.1. La mesure de la conductivité électrique du cuivre électrodéposé a été réalisée par Élias Haddad dans le cadre de sa thèse [Had12, p. 105]. Les propriétés du dioxyde de silicium sont issues du logiciel de simulation Ansys Maxwell. Toutes les propriétés sont données table 3.8.

TABLE 3.8 – Propriétés des matériaux déposés

Propriétés	Cuivre électrodéposé	3F45	Dioxyde de silicium
Perméabilité relative $\mu_R$	1	900	1
Conductivité électrique $\sigma$ [ $\text{S m}^{-1}$ ]	$4,9 \times 10^7$	0,1	0
Permittivité relative $\epsilon_R$	0,999 991	8853	4

### 3.4.2 Magnétostatique

#### Formulation

Le logiciel résout le théorème d'Ampère, l'équation locale de Maxwell et le champ magnétique en fonction du champ d'excitation magnétique et de l'aimantation dont les expressions sont rappelées équation (3.36). Le champ calculé est le champ d'excitation magnétique  $\mathbf{H}$ .

$$\begin{aligned}\nabla \times \mathbf{H} &= \mathbf{J} \\ \nabla \cdot \mathbf{B} &= 0 \\ \mathbf{B} &= \mu_0 (\mathbf{H} + \mathbf{M}) \iff \mathbf{B} = \mu_0 \mu_R \mathbf{H} + \mu_0 \mathbf{M}_p\end{aligned}\tag{3.36}$$

Les équations de Maxwell sont présentées [PCF02].

#### Principe de fonctionnement

L'algorithme sur lequel est basé le fonctionnement du logiciel Maxwell Ansys pour une simulation magnétique est donné figure 3.15. La modification de la perméabilité n'est pas utilisée car l'hypothèse d'un matériau magnétique non saturable (linéarité de la perméabilité magnétique relative  $\mu_R$  en fonction du champ d'excitation magnétique) a été retenue.

La matrice inductance  $\mathbf{L}$  est calculée seulement après la convergence de la simulation. Dans le cas d'une simulation contenant deux sources d'excitation, elle est définie comme suit :

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}\tag{3.37}$$

avec  $L_{11}$  l'inductance propre de l'enroulement excité par la source 1,  $L_{22}$  l'inductance propre de l'enroulement excité par la source 2 et  $L_{12}$  et  $L_{21}$  la mutuelle inductance.

D'après la notice fournie par le constructeur [Ans15, p. 6-4], une inductance est calculée comme étant le quotient d'un flux magnétique  $\Phi$  et d'un courant dans une condition de fonctionnement spécifique.

#### Conditions aux limites

La condition aux limites est une valeur imposée aux parois du domaine de résolution.

Dans le cadre d'une résolution magnétostatique 3D, il est possible de laisser au logiciel le soin de définir les conditions aux limites ou d'imposer un champ d'excitation magnétique  $\mathbf{H}$ . Dans certains cas, il est possible de tirer partie de la symétrie de l'objet étudié pour diminuer le temps de calcul. Les principales conditions aux limites sont :

1. Un champ d'excitation magnétique tangentiel  $\mathbf{H}$  peut être imposé à la surface. Sa valeur peut être soit nulle (condition de Dirichlet homogène), soit non-nulle.

En l'absence d'une valeur de champ définie :

- À l'interface entre deux objets à l'intérieur du domaine de résolution, le champ d'excitation magnétique  $\mathbf{H}$  est continu ;
- À l'extérieur du domaine de résolution, le champ d'excitation magnétique  $\mathbf{H}$  est tangentiel à la surface et le flux magnétique ne peut pas la traverser (condition de Neumann).

2. Il est possible de tirer parti de la symétrie du domaine de résolution et d'imposer un flux normal ou tangentiel à la frontière selon la nature de la symétrie.

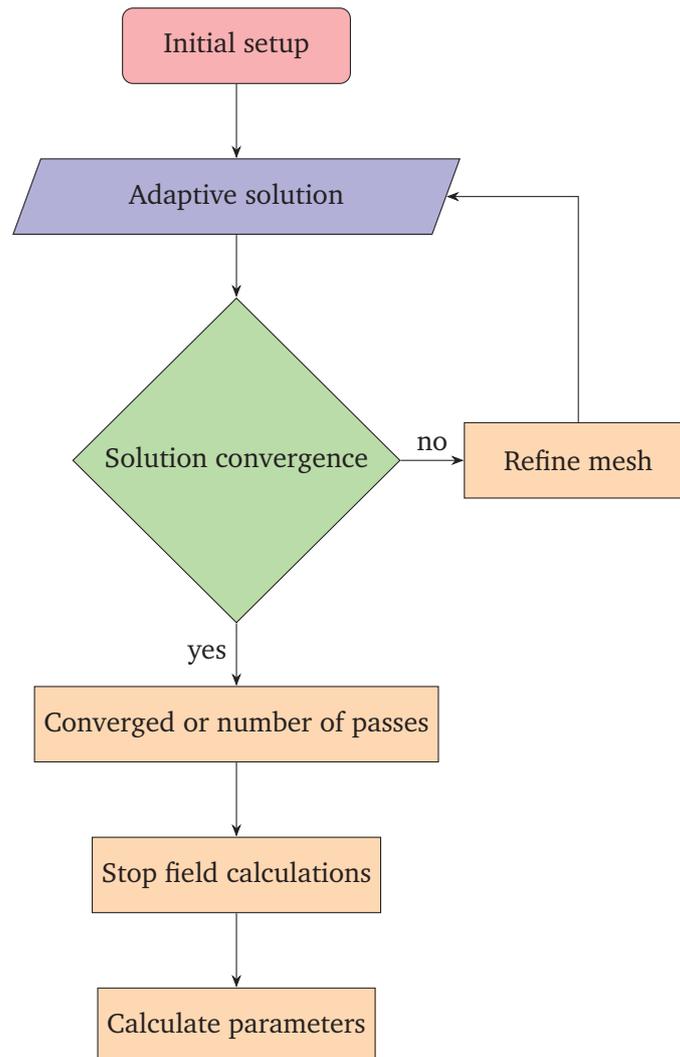


FIGURE 3.15 – Algorithme du fonctionnement d’une simulation magnéto-statique  
 Les simulations du transformateur ne requièrent pas d’étape de calcul de la force ou de couple

3. Il est aussi possible d’isoler un plan alors le champ d’excitation magnétique est tangentiel à la surface, le flux magnétique et le courant ne peuvent pas traverser cette surface (cas des matériaux magnétiques feuilletés).
4. Lorsque la pièce est constitué du même motif représenté dans l’espace autour d’un axe de révolution, l’utilisation des propriétés de la symétrie cyclique permet de réduire le domaine de résolution en conséquence. Il doit être défini une frontière maître et une frontière esclave dont le potentiel imposé peut être égal (équation (3.38)) ou opposé à celui de la frontière maître (équation (3.39)).

$$H(x) = H(x + \gamma) \quad (3.38)$$

$$H(x) = -H(x + \gamma) \quad (3.39)$$

Dans notre cas, les conditions aux limites imposées au domaine de résolution est une valeur nulle pour le champ d’excitation magnétique  $\mathbf{H}$ .

### Excitation

Il est possible de réaliser une excitation en courant ou en densité de courant. Dans le second cas, il sera nécessaire de définir un terminal qui est l'objet correspondant à une entrée ou une sortie de bobine.

Si la résistivité du matériau est connue, l'excitation en courant peut être remplacée par une excitation en tension imposée à la surface du domaine de résolution.

Dans le cadre des simulations magnétostatiques, une excitation en courant a été utilisée.

### 3.4.3 Électrostatique

#### Formulation

Dans le cadre d'une simulation électrostatique 3D, le logiciel résout la forme différentielle de l'équation de Poisson exprimée en potentiel électrique  $\phi$ . Cette formulation est appelée équation (3.40). Le second membre est la charge volumique  $\rho_V$ .

$$\nabla \cdot (\epsilon_0 \epsilon_R \nabla \phi) = -\rho_V \quad (3.40)$$

#### Principe de fonctionnement

L'algorithme sur lequel est basé le fonctionnement du logiciel Maxwell Ansys pour une simulation électrostatique est donné figure 3.16

#### Conditions aux limites

La condition aux limites est une valeur imposée aux parois du domaine de résolution.

Dans le cadre d'une simulation électrostatique 3D, il est possible de laisser au logiciel le soin de définir les conditions aux limites, d'isoler une partie d'une autre, ou de tirer profit de la symétrie de l'objet pour simplifier la description du système.

En l'absence d'une valeur de champ définie, à l'interface entre deux objets, la composante normale de la densité du flux électrique  $\mathbf{D}$  change en fonction de la variation de charge surfacique à l'interface (conservation du flux). Le champ électrique  $\mathbf{E}$  est tangentiel à la frontière et le flux électrique ne peut pas la traverser. Il est possible d'imposer l'isolation électrique d'une région du domaine de résolution. Le champ électrique peut être discontinu à travers une surface isolante. Il est aussi possible d'utiliser les conditions de symétrie cyclique et de frontière maître-esclave comme précédemment en magnétostatique.

#### Excitation

L'objet étudié peut être excité au moyen d'une tension, de charges électriques, d'un potentiel flottant ou d'une densité de charge.

Dans le premier cas, une tension continue peut être définie à un objet ou une face (une arête dans le cas d'une simulation électrostatique 2D). Dans le deuxième cas, la charge totale peut être définie sur un objet ou une face (une arête dans le cas d'une simulation électrostatique 2D). Dans le troisième cas, il peut être défini un potentiel flottant. Il peut être défini à un objet ou une face (une arête dans le cas d'une simulation électrostatique 2D). Dans le quatrième cas, la densité de charge est assignée à l'objet sélectionné. Pour une simulation

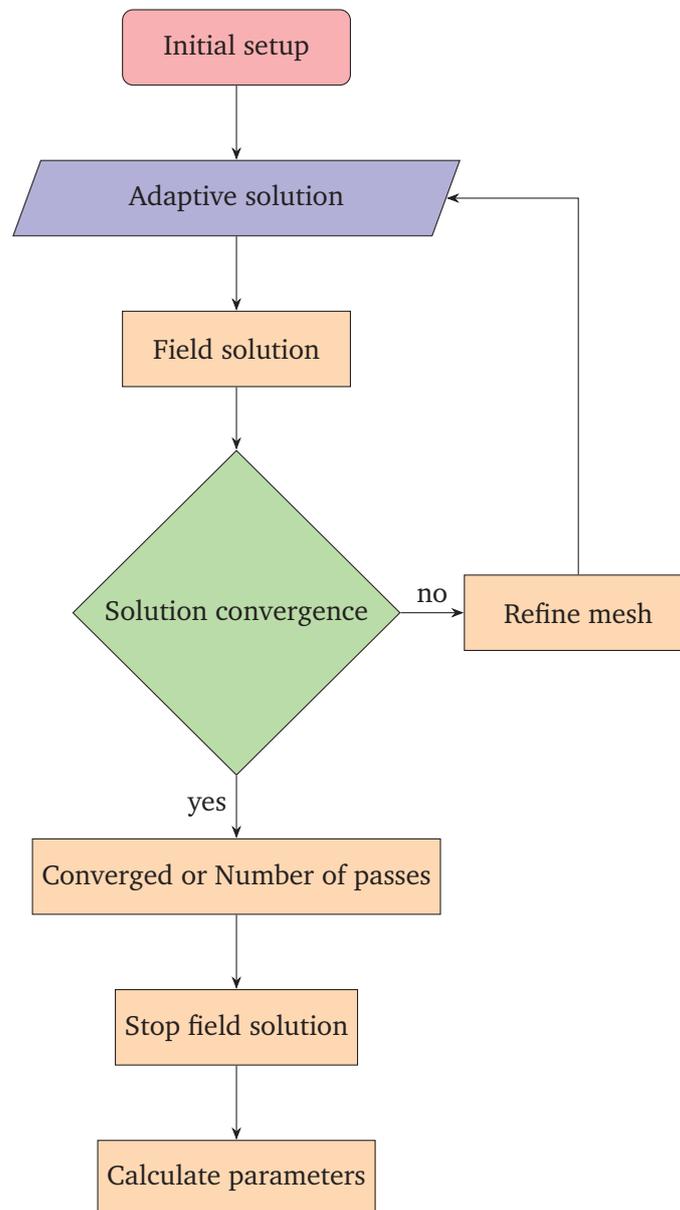


FIGURE 3.16 – Algorithme du fonctionnement d'une simulation électrostatique

électrostatique 2D, la charge peut être assignée à une face (charge surfacique) ou à une arête (charge linéique).

Dans le cas des simulations électrostatiques, les enroulements ont été excités par une tension.

### Conditions de simulations

Le transformateur est simulé dans un cube dont le côté est de trois fois la plus grande dimension du transformateur.

Les conditions aux limites imposées au domaine de résolution sont celles de Dirichlet homogène, c'est à dire que le champ magnétique ou le champ électrique est nul.

Les enroulements sont excités par un courant pour une simulation magnétostatique. Les enroulements sont excités par une tension électrique distinctes pour une simulation électrostatique.

### Extraction des paramètres

La simulation électrostatique du transformateur est schématisée par un système à deux conducteurs figure 3.17. L'explication suivante est adaptée de [Ans15, p. 29-19].

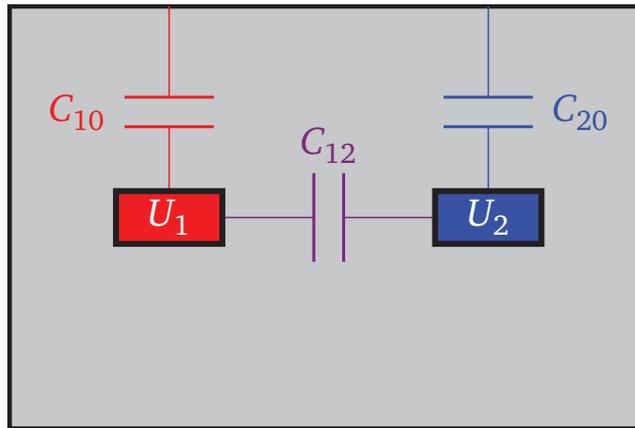


FIGURE 3.17 – Représentation d'un problème électrostatique contenant deux potentiels dans un domaine de résolution fermé

En rouge, l'enroulement primaire porté à une tension  $U_1$ . En bleu, l'enroulement secondaire porté à une tension  $U_2$ .

Les charges électriques  $Q_1$  et  $Q_2$  correspondant aux enroulements primaire et secondaire sont :

$$\begin{cases} Q_1 = C_{10}U_1 + C_{12}(U_1 - U_2) \\ Q_2 = C_{20}U_2 + C_{12}(U_2 - U_1) \end{cases} \implies \begin{cases} Q_1 = (C_{10} + C_{12})U_1 - C_{12}U_2 \\ Q_2 = -C_{12}U_1 + (C_{20} + C_{12})U_2 \end{cases} \quad (3.41)$$

L'équation 3.41 peut être écrit sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{10} + C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{20} + C_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

La matrice capacité  $\mathbf{C}$  exprime la capacité entre les différentes excitations, elle sera calculée de manière automatique après chaque simulation.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_{10} + C_{12} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{20} + C_{12} \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

En anti-diagonale de la matrice capacité  $\mathbf{C}$  apparaît le terme correspondant à la capacité parasite entre enroulements primaire et secondaire  $C_{pS}$ .

## 3.5 Résultats des simulations par éléments finis

### 3.5.1 Étude du transformateur entrelacé

La figure 3.1c (page 37) représente un transformateur à enroulements entrelacés. Les propriétés géométriques du transformateur à enroulements entrelacés sont données table 3.9. Ces propriétés correspondent à celles d'un masque existant au début de la thèse.

TABLE 3.9 – Propriétés géométriques du transformateur entrelacé

Paramètres		
Largeur des pistes $w$	160	$\mu\text{m}$
Distance entre les pistes $s$	160	$\mu\text{m}$
Épaisseur des conducteurs $t$	35	$\mu\text{m}$
Largeur intérieure $D_{\text{int},x}$	440	$\mu\text{m}$
Longueur interne $D_{\text{int},y}$	3240	$\mu\text{m}$
Épaisseur du matériau magnétique $t_{\text{MAG}}$	1	mm
Épaisseur du matériau isolant $t_{\text{ISO}}$	2	$\mu\text{m}$
Nombre de spires $N$	4	

Les grandeurs relatives aux simulations par éléments finis sont données table 3.10.

### 3.5.2 Étude du transformateur concentrique

La figure 3.1d (page 37) représente un transformateur à enroulements entrelacés.

En plus des spécificités géométriques données table 3.9, il est introduit la distance entre les enroulements primaire et secondaire noté  $s_{12}$ .

Des grandeurs relatives aux simulations par éléments finis de transformateurs sont données table 3.11.

### 3.5.3 Bilan des simulations

La précision lors des simulations électrostatiques est de 10 % contre 1 % pour les simulations magnétostatiques. En effet, la puissance de calcul requise pour les simulations électrostatiques avec une précision de 1 % dépasse la puissance de calcul des équipements disponibles au sein du laboratoire.

La table 3.12 présente les résultats des simulations correspondants aux deux géométries étudiées.

TABLE 3.10 – Grandeurs relatives aux simulations par éléments finis de transformateurs entrelacés

	TE3	TE4
<i>Magnétique</i>		
Précision	$\leq 1\%$	$\leq 1\%$
Durée [h]	< 1	< 1
Éléments	1 279 062	1 074 459
Plus petite arête [ $\mu\text{m}$ ]	15,33	7,299
<i>Électrostatique</i>		
Précision	$\leq 10\%$	$\leq 10\%$
Durée [h]	< 1	< 1
Éléments	1 150 623	882 621
Plus petite arête [ $\mu\text{m}$ ]	13,02	6,953

TABLE 3.11 – Grandeurs relatives aux simulations de transformateurs concentriques

	TC3	TC4
<i>Magnétique</i>		
Précision	$\leq 1\%$	$\leq 1\%$
Durée [h]	< 1	< 1
Éléments	1 279 062	1 074 459
Plus petite arête [ $\mu\text{m}$ ]	15,33	7,299
<i>Électrostatique</i>		
Précision	$\leq 10\%$	$\leq 10\%$
Durée [h]	< 3	< 2
Éléments	1 582 514	1 557 457
Plus petite arête [ $\mu\text{m}$ ]	9,327	10,31

TABLE 3.12 – Résultats de simulations

	$L_1$ [nH]	$L_2$ [nH]	$M$ [nH]	$k$	$L_F$ [nH]	$L_F/L_M$	$C_{PS}$ [pF]
<i>Transformateur entrelacé</i>							
TE1	96,7	73,1	59,7	0,617	36,2	0,375	1,41
TE2	175,8	132,2	110,5	0,725	62,8	0,357	5035
TE3	174,7	134,3	110,2	0,719	64,8	0,371	102
TE4	1376	976	1097	0,947	101,4	0,074	104
<i>Transformateur concentrique</i>							
TC1	185,5	75,3	40,6	0,344	66,4	0,358	0,44
TC2	310,5	138	72,1	0,348	121,3	0,391	3213
TC3	310	137,3	72,2	0,350	120,5	0,389	100,7
TC4	2573	966	1125	0,714	474,1	0,189	103,7

### 3.6 Discussion

Les propriétés géométriques des transformateurs simulées et calculées par les méthodes analytiques sont synthétisées table 3.13. Les mesures présentes dans cette table sont issues du chapitre 5.

Dans le cas des transformateurs à air (TE1 et TC1), les valeurs des inductances et de la capacité obtenues sont supérieures par rapport aux valeurs obtenues analytiquement. Figures 3.18a et 3.18b, les lignes de champ magnétiques sont tronquées et l'intensité du potentiel vecteur magnétique aux bornes du domaine de résolution n'est pas nulle. Le champ étant tronqué, l'énergie calculée est erronée. Dans le cadre de simulations électrostatiques (figures 3.18c et 3.18d), le potentiel scalaire  $\phi$  aux bornes du domaine de résolution n'est pas nul. Le potentiel étant tronqué, l'énergie calculée est erronée. Le calcul analytique de la capacité parasite dans le cas où les enroulements sont dans l'air s'appuie sur la capacité plane formée entre deux conducteurs en regard comme illustré figure 3.19.

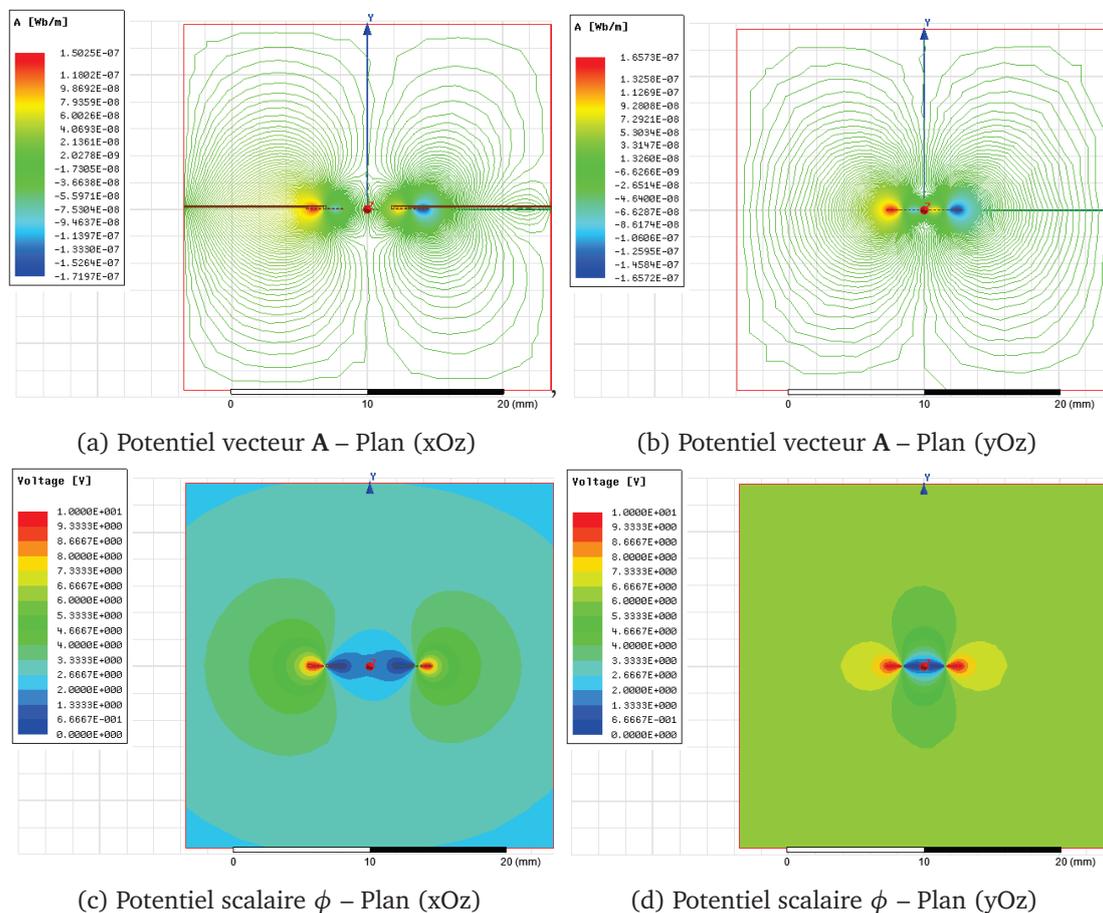


FIGURE 3.18 – Vues en coupe des transformateurs à air

Dans le cas des transformateurs sur substrat magnétique (TE2, TE3, TC2 et TC3), il y a une bonne concordance ( $< 15\%$ ) entre les calculs analytiques et les simulations magnéto-statiques. La présence d'une couche d'isolant (ici dioxyde de silicium) n'a pas d'incidence sur le circuit magnétique équivalent (inductances propres et mutuelle) mais présente un impact favorable sur la capacité parasite entre enroulements primaire et secondaire  $C_{PS}$ . Sa valeur diminue bien qu'elle soit encore trop importante pour l'application. Les transformateurs à en-

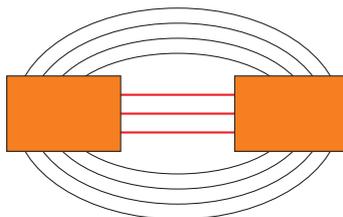


FIGURE 3.19 – Champ électrique entre deux conducteurs

*En rouge, le champ électrique pris en compte dans le calcul de la capacité parasite dans le cas du transformateurs à enroulements à air. En noir, le champ électrique négligé dans le calcul de la capacité parasite.*

roulements concentriques permettent une meilleure précision des calculs analytiques tandis que le transformateur à enroulements entrelacés offrent une meilleure précision (< 5 % si le cas de l'enroulement intérieur du transformateur concentrique est exclus). En effet, la simulation par éléments finis du transformateur concentrique présente jusqu'à 25 % d'erreur, il est possible que son maillage constitue une difficulté pour le logiciel.

Dans le cas des transformateurs avec fermeture du circuit magnétique (TE4 et TC4), les valeurs diffèrent. La valeur issue de la simulation magnétostatique est inférieure à la valeur issue du calcul analytique. Néanmoins, les valeurs obtenues sont proches de celles données dans le cahier des charges.

Au bilan, les simulations magnétostatique et électrostatique par la méthode des éléments finis d'un transformateur à air ne permet pas d'obtenir de résultats satisfaisants. Par contre, les formulations analytiques permettent d'obtenir une valeur satisfaisante pour les inductances propres. En l'absence de substrat à permittivité relative unitaire ( $\epsilon_R = 1$ ), les simulations pour déterminer la capacité parasite dans les cas TE1 et TC1 ne peuvent être confrontées à des valeurs expérimentales. La capacité parasite étant fortement influencée par le substrat dans le cas des transformateurs à air, il n'y a pas d'éléments de comparaison. Les simulations par éléments finis des transformateurs sur substrat et sur substrat isolé donnent des résultats probants. La simulation magnétostatique dans le cas d'un transformateur avec fermeture du circuit magnétique ne donne pas entière satisfaction. Comme la connaissance précise de l'entrefer lors des caractérisations n'est pas possible et que l'essentiel de la réluctance est constituée dans l'entrefer dans notre cas, cela empêche de confirmer l'adéquation entre caractérisation et simulation. Le calcul analytique de la capacité parasite dans le cas des transformateurs sur substrat magnétique isolé (TE3, TE4, TC3 et TC4) qui prend pour hypothèse que l'essentiel de la capacité parasite est contenu dans le substrat tend à être confirmée d'une part par les simulations et d'autre part par les valeurs mesurées sur les prototypes.

TABLE 3.13 – Comparaison des résultats obtenus

	Analytique	Simulation	Mesure
Entrelacé TE1			
$L_1$ [nH]	78,3	96,6	–
$L_2$ [nH]	57,5	86,7	–
$C_{PS}$ [pF]	0,39	1,4	–
Entrelacé TE2			
$L_1$ [nH]	156,6	175,8	–
$L_2$ [nH]	115	135,2	–
$C_{PS}$ [pF]	-	5035	–
Entrelacé TE3			
$L_1$ [nH]	156,6	174,7	171
$L_2$ [nH]	115	134,3	132
$C_{PS}$ [pF]	79,6	102	102
Entrelacé TE4			
$L_1$ [nH]	–	1376,2	2423
$L_2$ [nH]	–	975,8	1535
$C_{PS}$ [pF]	79,6	103,9	104
Concentrique TC1			
$L_1$ [nH]	169,1	185,8	–
$L_2$ [nH]	53,9	75,3	–
$C_{PS}$ [pF]	0,06	0,44	–
Concentrique TC2			
$L_1$ [nH]	338,2	310,5	–
$L_2$ [nH]	107,8	138	–
$C_{PS}$ [pF]	–	3213	–
Concentrique TC3			
$L_1$ [nH]	338,2	310	327
$L_2$ [nH]	107,8	137,3	109
$C_{PS}$ [pF]	82,2	107,6	88
Concentrique TC4			
$L_1$ [nH]	–	2755	1669
$L_2$ [nH]	–	1023	591
$C_{PS}$ [pF]	82,2	103,7	92



## Chapitre 4

# Procédés technologiques

Foma à Roman : – Ce n'est pas un rituel, c'est un processus

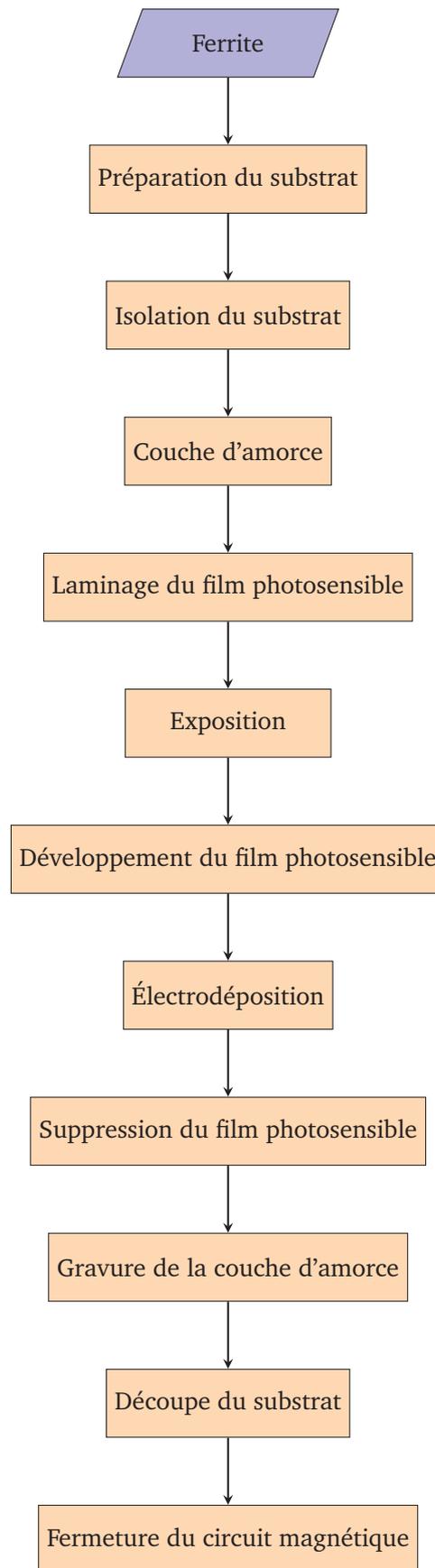
---

*Telluria* (2016)

Vladimir Sorokine

Dans ce chapitre, il est proposé une méthode de fabrication collective des transformateurs étudiés au chapitre 3. Le procédé s'appuie sur les travaux d'Elias Haddad sur la microfabrication d'inductances [Had12] auxquelles des étapes nécessaires pour la réalisation de transformateurs intégrés haute température ont été ajoutées comme le changement de matériau magnétique, l'isolation du substrat magnétique et la fermeture du circuit magnétique. Pour diminuer la capacité d'isolation primaire–secondaire, il faut isoler électriquement les enroulements du substrat magnétique. Les enroulements sont réalisés par croissance électrolytique du cuivre au travers d'un film sec photosensible permettant un grand facteur de forme (rapport hauteur sur largeur) dont le motif est imposé par photolithographie. Les différentes couches sacrificielles (film sec photosensible, cuivre, chrome) sont enlevées successivement. Toutes ces étapes sont réalisées avec des équipements commercialement disponibles permettant une réutilisation dans un procédé industriel.

Le *process flow* est illustré figure 4.1 et est détaillé dans la partie 4.1.

FIGURE 4.1 – *Process flow* de la microfabrication de transformateurs intégrés

## 4.1 Développement d'une méthode d'isolation du substrat magnétique

### 4.1.1 Préparation du substrat magnétique

Le matériau magnétique [Fer08a] étant découpé par sciage par la société Optik-C, il présente des stries (figure 4.4) qu'il convient de faire disparaître au moyen d'une machine de polissage (figure 4.2) pour permettre l'obtention d'un état de surface lisse et reproductible avant de procéder aux étapes ultérieures (sous-sections 4.1.2 et 4.1.3).



FIGURE 4.2 – Machine de polissage Mecatech 334 (photographie Presi)

Il a été nécessaire de connaître l'état de surface lors de la mise au point du procédé. En effet, si la surface présente un aspect rugueux, les couches déposées manquent d'accroche et le procédé ne peut être réalisé dans son intégralité. Une fois réglé ce paramètre, un contrôle visuel est suffisant. La table 4.1 donne les étapes successives de polissage. L'état de surface obtenu est un poli miroir.

TABLE 4.1 – Étapes du procédé de polissage

Disque	Liquide	Durée [s]	$N_{\text{tête}}$ [ $\text{tr min}^{-1}$ ]	$N_{\text{plateau}}$ [ $\text{tr min}^{-1}$ ]
P180	Eau	60	150	300
P320	Eau	60	150	300
P600	Eau	60	150	300
P1200	Eau	60	150	300
Disque 9 $\mu\text{m}$	Solution diamantée 9 $\mu\text{m}$	180	135	150
Disque 3 $\mu\text{m}$	Solution diamantée 3 $\mu\text{m}$	180	135	150
Disque 1 $\mu\text{m}$	Solution diamantée 1 $\mu\text{m}$	180	135	150

Afin de procéder au polissage, il est nécessaire de coller les substrats magnétiques sur le support de polissage. Pour ce faire, il faut chauffer le substrat à coller et le support de polissage à une température de 50 °C. La cire de montage (Crystalbond LT) doit être appliquée à la surface du substrat puis raclée en décrivant de petits cercles de manière à ce que la

colle n'assure qu'une fine pellicule. Une fois effectuée cette étape de préparation, le substrat magnétique peut être posé sur le support.

Après le polissage, il convient de nettoyer les échantillons pour assurer le bon déroulement du procédé de fabrication. Les étapes du nettoyage sont :

- Trois bains successifs d'EDI à une température de 80 °C de 30 s chacun ;
- Acétone dans un bain à ultrasons chauffé (2 min) ;
- Éthanol dans un bain à ultrasons chauffé (2 min).

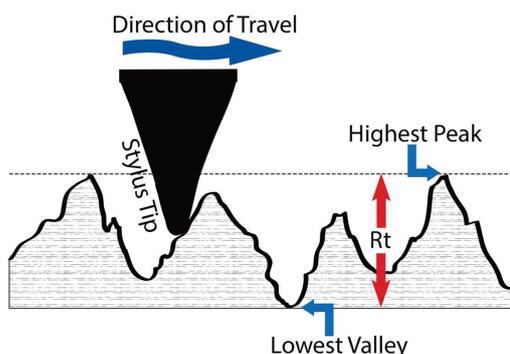
Les trois bains d'eau déionisée (EDI) permettent d'enlever la majeure partie des résidus de colle. L'acétone permet d'enlever les dernières traces organiques (colle typiquement) et l'utilisation d'éthanol permet de nettoyer les résidus d'acétone et de chasser l'humidité. L'utilisation d'un bain à ultrasons permet aux poussières fines de sortir du ferrite.

Un mauvais nettoyage pourrait engendrer l'impossibilité de réaliser des dépôts de bonnes qualités lors des dépôts suivants.

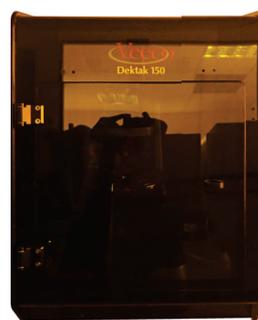
### Rugosité

Les étapes suivantes, dépôt d'une couche de dioxyde de silicium puis de la couche d'amorce, étant dépendant de l'état de surface du ferrite, il est nécessaire de connaître la rugosité de la surface au moment où le procédé est mis au point. Un indicateur de l'état de surface est la rugosité arithmétique, notée  $R_a$ , qui correspond à la moyenne arithmétique des écarts entre les creux et les pics du matériau (figure 4.3a).

La rugosité des échantillons est mesurée avec le profilomètre à stylet représenté figure 4.3b. Le principe de fonctionnement est que la pointe vienne en contact avec la surface à caractériser. Malgré la forme conique de la pointe, elle ne peut pas rentrer de manière systématique dans toutes les aspérités ce qui tend à induire une erreur dans la mesure de la rugosité.



(a) Principe de fonctionnement d'un profilomètre à pointe



(b) Profilomètre Veeco Dektak 150

FIGURE 4.3 – Profilomètre

Avant le polissage (figure 4.4a), la rugosité arithmétique  $R_a$  est de 1,6  $\mu\text{m}$  ce qui constitue une bonne valeur dans le cas d'un matériau usiné par sciage [Che04, p. 64]. Après polissage mécanique (figure 4.4b), la rugosité arithmétique  $R_a$  est de 453 nm. Il est possible d'obtenir un meilleur état de surface toujours avec un polissage mécanique mais un substrat présentant moins d'accroche mécanique à sa surface n'est pas intéressant pour notre application. Après le dépôt de dioxyde de silicium (figure 4.4c), la rugosité arithmétique  $R_a$  est de 634 nm.

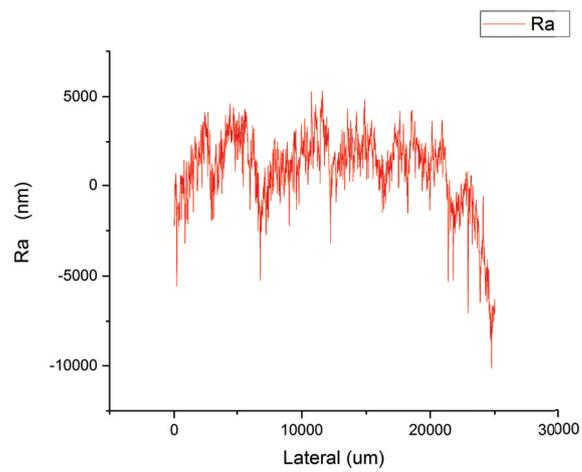
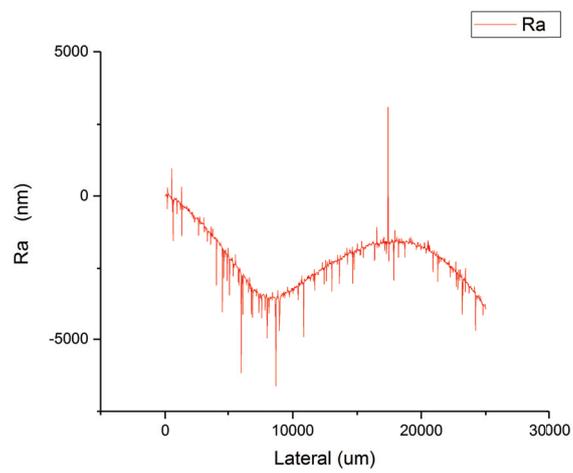
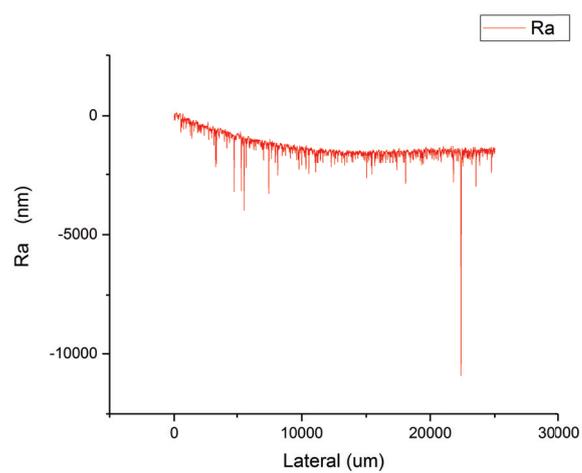
(a) Ferrite avant polissage ( $R_a = 1,6 \mu\text{m}$ )(b) Ferrite après polissage ( $R_a = 453 \text{ nm}$ )(c) Ferrite après dépôt de dioxyde de silicium ( $R_A = 634 \text{ nm}$ )

FIGURE 4.4 – Rugosité de la surface du substrat magnétique

### 4.1.2 Dépôt de dioxyde de silicium par PECVD

Pour assurer l'isolation électrique entre le ferrite et les conducteurs, il convient de déposer une couche d'isolant électrique (dioxyde de silicium) sur le ferrite.

Le dépôt de dioxyde de silicium est réalisé avec le bâti représenté figure 4.5. La réalisation du dépôt par PECVD permet de réduire la température du substrat à 300 °C plutôt qu'entre 400 °C et 500 °C dans le cas d'un dépôt chimique en phase vapeur (CVD).

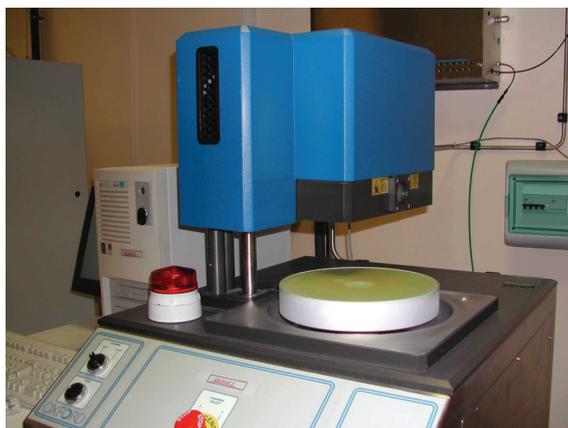


FIGURE 4.5 – Bâti de dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (photographie INL)

Les paramètres du dépôt ont été mis au point par l'INL, ils sont :

- Pression de l'enceinte de 800 mtorr (107 Pa) ;
- Température du plateau porte-substrat de 300 °C ;
- Débit de protoxyde d'azote ( $N_2O$ ) de  $420 \text{ cm}^3 \text{ min}^{-1}$  ;
- Débit d'un mélange silane-hélium (90% He 10%  $SiH_4$ ) de  $70 \text{ cm}^3 \text{ min}^{-1}$  ;
- Puissance RF de 20 W.

Avec ces paramètres, la vitesse de dépôt est de  $80 \text{ nm s}^{-1}$ . Afin d'éviter la destruction du substrat magnétique, il est nécessaire d'effectuer une montée en température progressive de 80 °C à 300 °C du bâti représenté figure 4.5.

Pour valider le dépôt, il faut utiliser un témoin constitué d'un morceau de silicium disposé dans le bâti en même temps que les substrats magnétiques à recouvrir pour mesurer l'épaisseur déposée par ellipsométrie qui se base sur les propriétés optiques.

Le dépôt doit être d'une épaisseur de  $2 \mu\text{m}$  afin de satisfaire les exigences d'isolation électrique.

Une photographie issue d'un microscope électronique à balayage (MEB) est donnée figure 4.6. L'image issue du détecteur d'électrons secondaires donnent des informations sur la topologie de la surface observée. La surface est d'un aspect grumeleux alors que le substrat magnétique est poli miroir. Le dépôt de dioxyde de silicium est un dépôt conforme à la géométrie sur lequel il est déposé. Par conséquent, un aspect grumeleux est la preuve d'un dépôt défaillant. La présence de taches blanches à la surface traduit un phénomène de charges électriques dû à l'observation de différents matériaux. La présence de différents matériaux est confirmée par l'image issue du détecteur d'électrons rétrodiffusés qui met en avant que les taches blanches ne sont pas constituées par les mêmes éléments chimiques et qu'elles sont constituées d'atomes plus légers que ceux constituant le dioxyde de silicium.

Les défauts dans l'isolant sont appelés « *pinhole* ». Il est pris pour hypothèse que les « *pinhole* » constituent des fissures traversantes de diamètre de l'ordre de la dizaine de micromètres.

### 4.1.3 Dépôt de la couche d'amorce par PVD

Pour permettre la croissance de conducteurs de cuivre, il est nécessaire d'avoir une couche conductrice sur laquelle pourra commencer la croissance électrolytique des conducteurs.

La couche d'accroche se compose d'une couche métallique mince à haute adhésion dite couche d'adhésion. Généralement, la couche d'adhésion est réalisée en titane ou en chrome. Le procédé développé par Elias Haddad a pour couche d'accroche le titane ce qui requiert l'utilisation d'acide fluorhydrique pour la gravure. Malheureusement l'acide fluorhydrique grave également le dioxyde de silicium utilisé comme isolant. Il n'est donc pas possible de retenir le titane comme matériau d'accroche. Une couche d'accroche de 50 nm de chrome a été utilisée à la place. Le chrome est un matériau d'un usage courant et disposant d'une solution de gravure adaptée (Chromium cermet etchant TFE de chez Transene).

Il est préférable de choisir la couche conductrice avec le même matériau qui sera utilisée pour les conducteurs pour avoir les mêmes propriétés physico-chimiques. La couche conductrice sera donc constituée d'une couche de cuivre de 150 nm.

La réalisation de la couche d'amorce se fait par dépôt physique en phase vapeur. Il s'agit de déposer des couches minces à partir de matériau massif. Il faut chauffer jusqu'à la température d'ébullition un creuset contenant le matériau, ici à l'aide d'un bombardement par un faisceau d'électrons intense et énergétique. Puis le matériau se condense en formant une couche mince à la surface du substrat magnétique. Le principe du dépôt est illustré figure 4.7. L'épaisseur du dépôt réalisé est contrôlée par une microbalance à quartz. Les matériaux à déposer ici sont le chrome puis le cuivre. Les paramètres du dépôt ont été mis au point par l'INL et les paramètres de la métallisation par évaporation sont rappelés table 4.2.

TABLE 4.2 – Paramètres de la métallisation par évaporation

Matériau	Épaisseur [nm]	Vitesse de dépôt [ $\text{nm s}^{-1}$ ]
Chrome	50	2
Cuivre	150	5

## 4.2 Croissance du bobinage

### 4.2.1 Étape de photolithographie

De précédents travaux traitant de l'électrodéposition ont eu lieu au sein du laboratoire Ampère : Ludovic Ménager [Mé08, pp. 67-89] et Elias Haddad [Had12]. L'intérêt de l'électrodéposition est de permettre de déposer des conducteurs épais (plusieurs dizaines de micromètres) pour diminuer la résistance des enroulements. Un motif sera imposé dans une matrice photosensible par photolithographie.

Le choix du film photosensible est justifié par sa disponibilité avec une forte épaisseur (hauteur de 75  $\mu\text{m}$ ) et présente des flancs raides après développement [Had12, p. 70]. Il existe deux sortes de matrice photosensibles : les résines et les films secs. Les résines négatives jouissent d'une bonne résistance chimique nécessaire pour être compatible avec le procédé de fabrication mais sont difficiles à enlever. Un autre problème réside dans la nécessité d'avoir un facteur de forme (largeur / hauteur) important pour faire croître des conducteurs épais. D'après [Had12, p. 27], le facteur de forme des films photosensibles est entre 1 et 2. Par conséquent,

une ouverture de film à 75  $\mu\text{m}$  constitue l'ouverture théorique minimale en prenant pour hypothèse un facteur de forme de deux.

La mise en œuvre des résines photosensibles se fait en plusieurs étapes :

- Enduction centrifuge de la résine sur le substrat ;
- Enlèvement du surplus de résine présent sur le contour du substrat ;
- Recuit ;
- Insolation ;
- Recuit ;
- Développement.

Le film sec photosensible est plus facile à mettre en œuvre que la résine [Had12, pp. 26-28].

Le film sec photosensible Riston PM275 fabriqué par Dupont [Dup07] a une épaisseur de 75  $\mu\text{m}$ . Les étapes de mises en œuvre du film (laminage, insolation et développement) sont décrites dans les paragraphes suivants.

### Laminage du film

Le laminage (ou thermocompression) est un procédé de fabrication par déformation plastique obtenue par compression continue au passage sous un rouleau chauffant comme l'illustre la figure 4.8a. Le dispositif est représenté figure 4.8b.

Les paramètres de laminage recommandés par le fabricant du film sont :

- Température des rouleaux chauffants de 110 °C ;
- Vitesse de laminage de 1  $\text{m min}^{-1}$  ;
- Pression exercée par les rouleaux de 1 bar.

Le respect de ces paramètres permet d'assurer que le film tienne mécaniquement en offrant un dépôt conforme et qui ne présente pas de pli en surface.

### Photolithographie

Ensuite, il convient de procéder à l'étape de photolithographie qui permettra de reproduire l'image du masque sur le film photosensible négatif. Le film est exposé à une lumière ultraviolette à travers le masque, ainsi les zones non insolées ne sont pas durcies sous l'action de la lumière et seront enlevées lors du développement. Cette opération d'insolation est réalisée au moyen d'un aligneur (figure 4.9).

Le passage de la lumière à travers une ouverture comme celles constituées par le masque, comme ici à l'interface air/masque entraîne une diffraction. Le masque constitue de multiples fentes. Le substrat étant poli miroir, le passage de la lumière à l'interface film/substrat métallisé, il y a aussi réflexion. Les phénomènes sont illustrés figure 4.10. Il en résulte que les parties masquées de la matrice photosensible (résine ou film) sont exposées de manière indirecte dans une moindre mesure. En cas de surexposition, la géométrie représentée sur le masque n'est pas reproduite à l'identique sur la matrice photosensible. Un temps d'exposition trop important impliquerait un durcissement de tout le film photosensible qui empêcherait d'ouvrir le film à l'endroit des conducteurs. Les étapes de photolithographie et de développement requièrent une mise au point. Les paramètres de photolithographie et de développement ont été optimisés en même temps.

Le masque est fabriqué par phototraçage sur film plastique par la société Laser Technologie France. Il est conçu pour être utilisé avec une source UV d'une longueur d'onde de 365 nm.

Il présente une résolution de 12 000 dpi. D'après le fabricant, la résolution minimale est de  $25 \pm 3 \mu\text{m}$ .

La durée de la photolithographie est de 5,6 s pour une puissance de la lampe à rayonnement ultra-violet de 150 W. Figure 4.11, l'ouverture au milieu est de  $100 \mu\text{m}$  et l'ouverture de droite est de  $250 \mu\text{m}$ . Une résolution de  $100 \mu\text{m}$  pour l'ouverture du film photosensible a été atteinte après des essais de développement.

Néanmoins, la valeur retenue pour la largeur de pistes  $w$  est de  $160 \mu\text{m}$ .

### Descriptions des masques

Des masques ont été réalisés (figures 4.12 et 4.13).

Le masque d'essai réalisé est représenté figure 4.12. Le même ensemble de motifs est représenté quatre fois. Les motifs de grandes tailles comme le disque (diamètre de 8 mm) et le carré (côté de 10 mm) permettent d'évaluer l'homogénéité du développement sur une grande surface. Les couronnes concentriques permettent d'évaluer le développement de motifs arrondis (table 4.5). Les motifs en forme d'escalier (la longueur d'une marche est de 4 mm, les hauteurs sont données table 4.3) et les motifs triangulaires (table 4.4) permettent d'évaluer la résolution minimale d'ouverture du film.

De manière plus générale, pour s'assurer de la stabilité du procédé de micro fabrication, des motifs d'essais ont été incorporés dans le masque comportant les motifs de transformateurs entrelacés (dimensions données table 4.6). Une illustration de ce masque est donnée figure 4.13.

Le masque contenant les transformateurs entrelacés (figure 4.13) comportent également des motifs d'essais (figure 4.14). Le motif figure 4.14a contient une couronne dont le diamètre externe est de  $2000 \mu\text{m}$  et le diamètre interne est de  $1200 \mu\text{m}$  et un disque d'un diamètre de  $1000 \mu\text{m}$ . Le motif figure 4.14b contient un rectangle d'une largeur de 4 mm et d'une longueur 2 mm.

Il existe des motifs communs aux deux motifs d'essais. Leurs dimensions sont données :

- Lignes d'une largeur de  $140 \mu\text{m}$  à  $280 \mu\text{m}$  par pas de  $20 \mu\text{m}$  et d'une longueur de 6 mm ;
- Chevrons d'une largeur de  $120 \mu\text{m}$  à  $180 \mu\text{m}$  par pas de  $20 \mu\text{m}$  et de  $800 \mu\text{m}$  de côté ;
- Triangle rectangle avec une base de  $500 \mu\text{m}$  et une longueur de  $2000 \mu\text{m}$  ;
- Triangle isocèle avec une base de  $250 \mu\text{m}$  et une longueur de  $2000 \mu\text{m}$  ;
- Chevrons arrondis d'une largeur de  $120 \mu\text{m}$  à  $180 \mu\text{m}$  par pas de  $20 \mu\text{m}$  dont le coude est de deux fois la largeur.

TABLE 4.3 – Dimensions des motifs en marches d'escaliers présents dans le masque d'essai

	Escalier (petit)	Escalier (moyen)	Escalier (grand)
Marche 1 [ $\mu\text{m}$ ]	100	250	500
Marche 2 [ $\mu\text{m}$ ]	300	850	1500
Marche 3 [ $\mu\text{m}$ ]	750	1500	3000
Marche 4 [ $\mu\text{m}$ ]	2000	3000	6000

TABLE 4.4 – Dimensions des motifs triangulaires présents dans le masque d'essai

	Rectangle (grand)	Rectangle (petit)	Isocèle	Équilatéral
Base [ $\mu\text{m}$ ]	9000	2000	1000	7000
Hauteur [ $\mu\text{m}$ ]	6000	8000	8000	

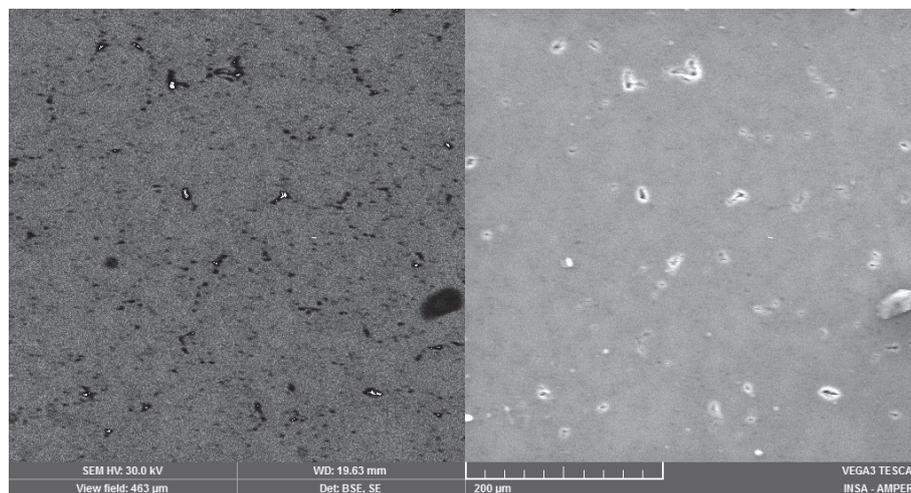


FIGURE 4.6 – Photographie MEB du substrat magnétique isolé par dioxyde de silicium  
 Côté gauche, l'image est issue du détecteur d'électrons rétrodiffusés (BSE) qui donne le contraste chimique (les atomes légers apparaissent en couleur sombre). Côté droit, l'image est issue du détecteur d'électrons secondaires qui donne des informations sur la topologie (la surface du matériau est en gris moyen, les trous sont en noir et les zones blanches autour des trous sont dues à l'effet de charge).

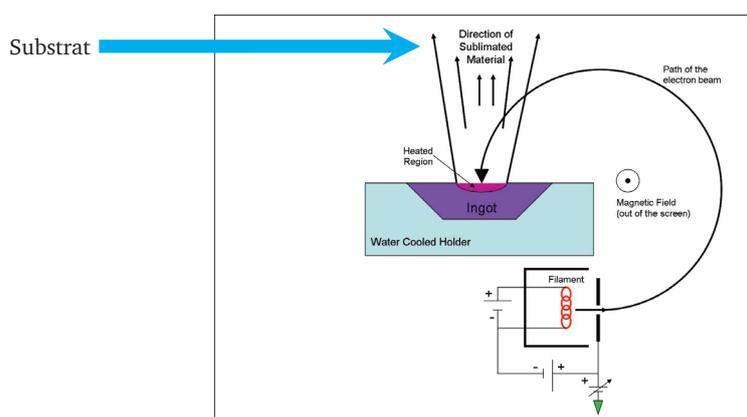


FIGURE 4.7 – Principe de dépôt en phase vapeur avec canon à électrons (source Wikipedia)

TABLE 4.5 – Dimensions des couronnes concentriques présentes dans le masque d'essai

	Couronne 1	Couronne 2	Couronne 3	Disque
Diamètre externe [ $\mu\text{m}$ ]	7000	4500	2000	1000
Diamètre interne [ $\mu\text{m}$ ]	5000	3000	1200	–

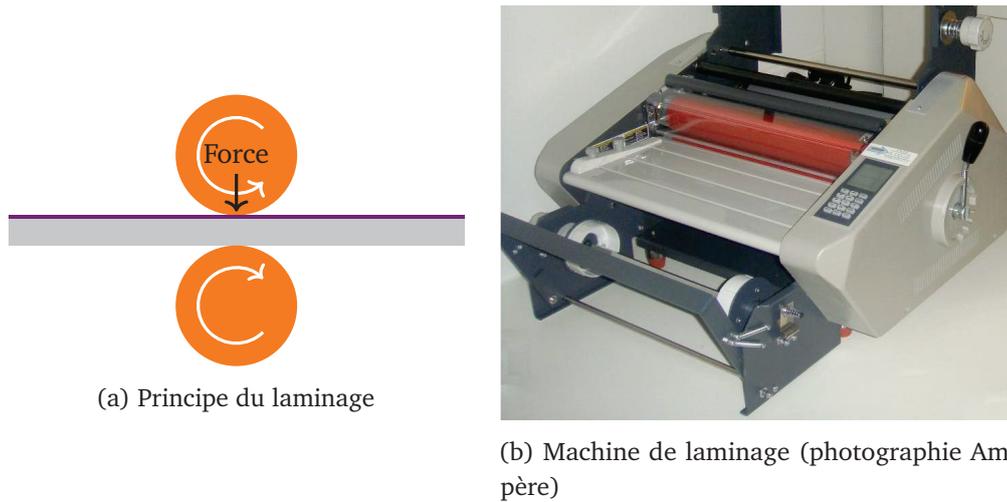


FIGURE 4.8 – Dispositif de laminage



FIGURE 4.9 – Alineur Quintel

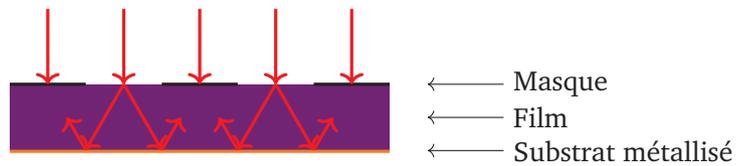


FIGURE 4.10 – Principe de la photolithographie

La matrice photosensible est représentée en violet. La lumière émise est représentée en rouge. Tout le flux lumineux n'est pas réfléchi à l'interface film/substrat métallisé, une partie du flux lumineux est transmise dans le substrat.



FIGURE 4.11 – Photographie d'un substrat magnétique après développement  
Le film photosensible négatif est en bleu. La métallisation est en jaune.

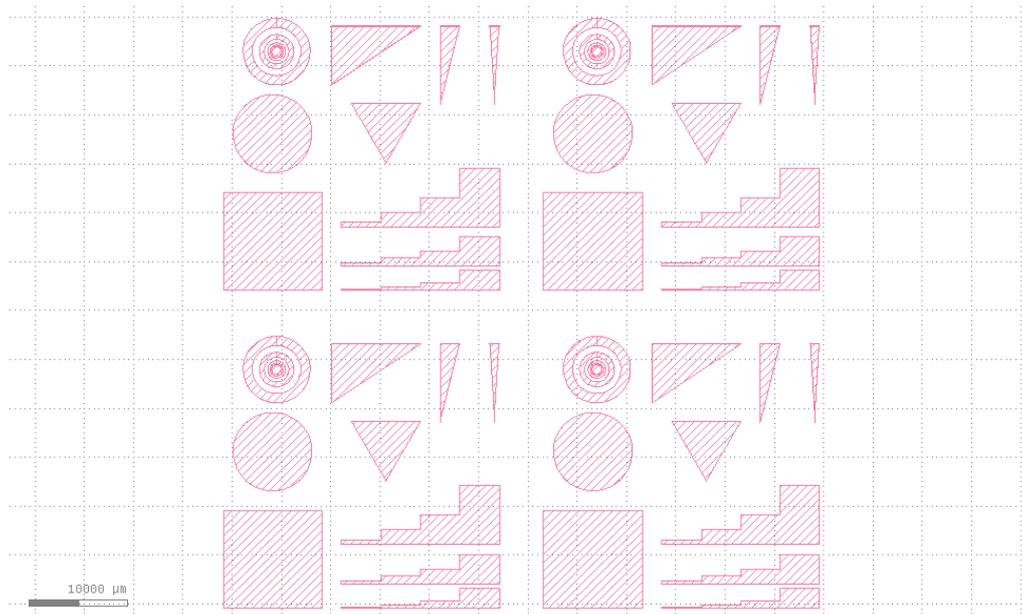


FIGURE 4.12 – Masque d’essai (copie d’écran, dimensions 65 × 65 mm)

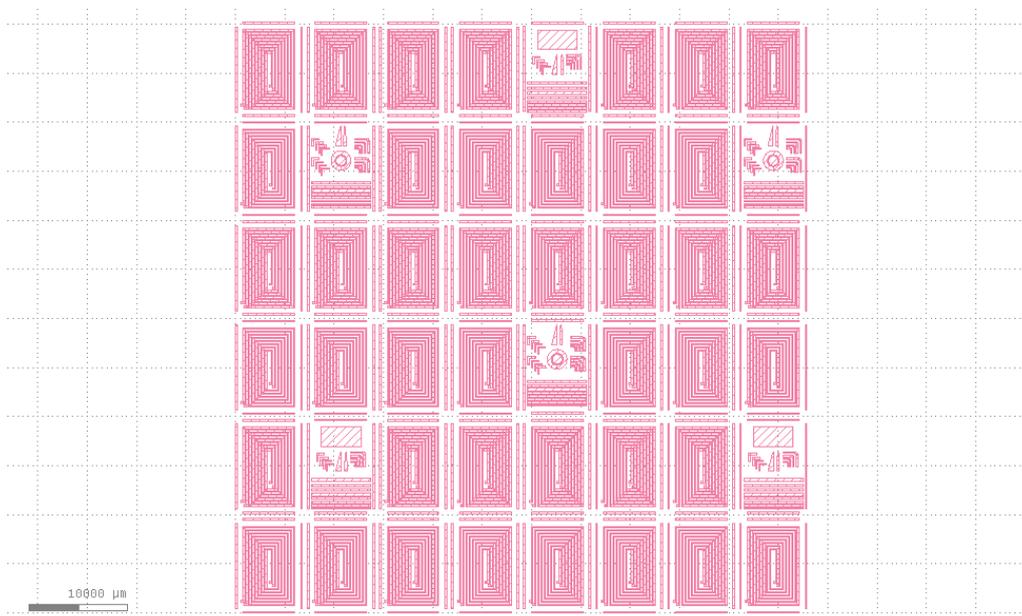


FIGURE 4.13 – Masque contenant des transformateurs entrelacés et quelques motifs d’essais (copie d’écran, dimensions 60 × 60 mm)

TABLE 4.6 – Propriétés géométriques du transformateur entrelacé

Paramètres		
Largeur des pistes $w$	160	$\mu\text{m}$
Distance entre les spires $s$	160	$\mu\text{m}$
Largeur intérieur $D_{\text{int},x}$	440	$\mu\text{m}$
Longueur intérieur $D_{\text{int},y}$	3240	$\mu\text{m}$
Nombre de spires	4	

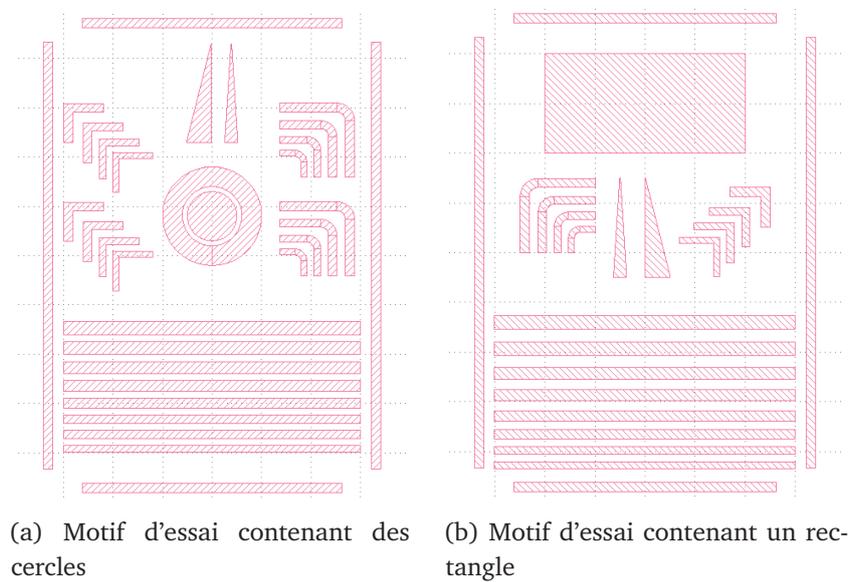


FIGURE 4.14 – Motifs d'essais contenus dans le masque

## Développement

Enfin, arrive l'étape de développement. Conformément aux recommandations constructeurs [Dup07], la solution de développement est constituée de 1 % de carbonate de sodium ( $\text{Na}_2\text{CO}_3$ ) à une température de 30 °C dans de l'EDI. Le développement se fait au moyen d'un hydropulseur. Les zones non insolées sont enlevées tandis que les zones insolées restent.



FIGURE 4.15 – Hydropulseur (photographie Braun)

*La pression en sortie de la buse de l'hydropulseur est réglable au moyen de la molette latérale*

La photolithographie a deux degrés de liberté : la puissance de la lampe UV et la durée d'exposition. Un masque d'essai dont les dimensions des motifs sont connus a été mis au point. La puissance de la lampe UV est maintenue constante à 150 W. Un processus itératif sur la durée d'exposition a été mise en œuvre. Il peut être résumé de la manière suivante :

1. Exposition du substrat magnétique durant  $\tau$  secondes ;
2. Développement à paramètres fixées (temps, pression) ;
3. Observation microscopique et mesure des motifs sur le film photosensible ;
4. Sur-exposée ? Sous exposée ? Temps d'exposition optimal ?
  - (a) Sur-exposée : Les motifs s'ouvrent peu ou pas, le film est trop dur.
  - (b) Sous exposée : Ondulations horizontales du film, dislocation ou enlèvement total du film.
  - (c) Temps optimum : les motifs sont bien ouverts avec des bords verticaux droits.

Dans le cas du film PM275, le temps de développement optimal est compris entre 46 s et 62 s [Dup07, p. 3].

Le réglage du procédé de développement s'appuie sur plusieurs degrés de liberté :

- Temps de développement ;
- Vitesse de balayage de la buse de l'hydropulseur à la surface du substrat. Lors du développement, la buse de l'hydropulseur parcourt le substrat en décrivant un mouvement de serpent ;
- Pression en sortie d'hydropulseur ;
- Distance entre la buse de l'hydropulseur et le substrat ;
- Présence ou non du substrat dans le bain de développement.

Il peut être résumé de la manière suivante :

1. Exposition avec le temps précédemment déterminé ;
2. Développement ;
3. Observation microscopique et mesure des motifs sur le film photosensible
  - (a) Développement insuffisant : présence de résidus de films au fond des ouvertures du film, paroi du film déformée
  - (b) Développement excessif : ondulations horizontales du film, aspect piqué du film

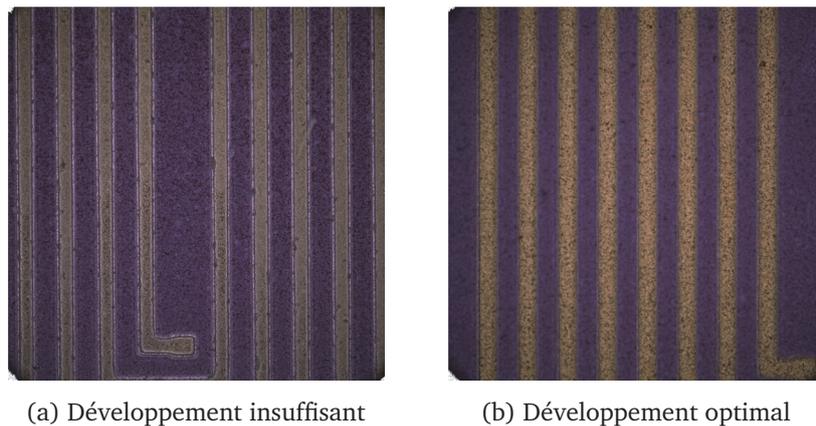


FIGURE 4.16 – Images du développement de film photosensible (lumière inactinique)  
Largeur des conducteurs de  $160 \mu\text{m}$

Une problématique du développement est l'enlèvement total de la partie non-insolée comme l'illustre la figure 4.17. La figure 4.17a illustre un film déposé sur un substrat qui a été insolé mais qui n'a pas été développé. La figure 4.17b présente un film insuffisamment développé, en effet, il y a une présence de résidus de film au fond du motif. La figure 4.17c présente un développement optimal, les parois du film ne sont pas déformées et il n'y a aucun résidu au fond du motif. La définition du temps de développement consiste à observer si le développement est encore insuffisant (figure 4.17b) ou si le développement est optimal (figure 4.17c). L'observation se fait au moyen d'un microscope optique dont l'éclairage est inactinique. Un éclairage inactinique signifie que la source lumineuse n'émet pas de lumière ultra-violette de manière à ne pas insoler la surface observée. Cependant, l'usage d'un microscope ne permet pas de restituer la différence de hauteur entre les parties non insolées et les parties développées. La distinction entre ces parties se fait par observation de l'aspect des différentes régions.



FIGURE 4.17 – Vue en coupe de différents états du développement  
Le substrat est représentée en orange. Le film non insolé est représenté en violet. Le film insolé est représenté en rose.

La solution de développement est composée de 500 mL d'EDI et de 5 g de carbonate de sodium ( $\text{Na}_2\text{CO}_3$ ). La durée du développement est de 60 s, la molette de réglage de pression

est entre la position 4 et 5 et la distance entre la buse de l'hydropulseur et le substrat est de 1 mm.

### 4.2.2 Électrodéposition

L'électrodéposition permet le dépôt de matériau métallique, ici le cuivre, à partir d'une solution aqueuse contenant des cations, ici des cations  $\text{Cu}^{2+}$ . L'intensité du courant imposée est le produit entre la densité de courant et la surface des enroulements à déposer.

L'électrodéposition a l'avantage d'être un procédé qui se fait à température ambiante. Contrairement à d'autres méthodes de dépôts de métaux telles que la pulvérisation et l'évaporation, l'électrodéposition permet, d'une part d'avoir une vitesse de croissance de l'ordre d'une dizaine de micromètres par heure, d'autre part de faire des dépôts avec des durées importantes permettant ainsi d'obtenir simplement des épaisseurs de plusieurs dizaines de micromètres. De plus, l'utilisation de film photosensible réalise un masquage permettant de définir les zones de dépôts. Les solutions de cuivrage électrolytiques sont formulées à partir de sulfate de cuivre ( $\text{CuSO}_4\text{-H}_2\text{O}$ ), d'acide sulfurique ( $\text{H}_2\text{SO}_4$ ) et d'acide chlorhydrique (HCl) [Had12, p. 75]. Le sulfate de cuivre fournit les cations de cuivre ( $\text{Cu}^{2+}$ ) et ainsi prévient la corrosion. L'acide sulfurique accroît la conductivité électrolytique du bain, le pouvoir de pénétration et les polarisations aussi bien anodique que cathodique [AYE17, p. 9]. La présence d'ions chlorure (acide chlorhydrique) permet l'élimination des stries sur le revêtement dans les zones à fortes densités de courant qui apparaissent le long des parois du film photosensible [Had12, pp. 77-8].

L'uniformité et la brillance du dépôt sont améliorées en ajoutant des agents nivelants et brillanters tels que le Rubin T200-A, Rubin T200-E et Rubin T200-G. Par ailleurs, ils permettent d'obtenir une structure plus fine et avec un pouvoir de pénétration supérieure à un bain exempt d'additifs [AYE17, p. 9].

La formulation du bain électrolytique est issue du laboratoire Laplace [Mé08, p. 71]. La formulation est :

- 220 g/L de sulfate de cuivre ( $\text{CuSO}_4\text{-5H}_2\text{O}$ ) ;
- 32 mL/L d'acide sulfurique ( $\text{H}_2\text{SO}_4$ ) ;
- 8 mL/L de Rubin T200-G ;
- 2 mL/L de Rubin T200-A ;
- 2 mL/L de Rubin T200-E ;
- 0,2 mL/L d'acide chlorhydrique (HCl).

L'électrodéposition se réalise dans un bain électrolytique dans lequel sont plongées deux électrodes (anode et cathode) reliées aux bornes d'une source de courant programmable Keithley 2410. Cette source de courant est capable de fournir des courants de l'ordre du milliampère avec une très bonne précision. La cathode (borne négative du circuit) est constituée par l'échantillon et l'anode (borne positive du circuit) est constituée par un morceau de cuivre massif pur à 99,99 % de forme cylindrique. L'anode sert de matière première au dépôt et est donc consommée lors du procédé d'électrodéposition. La distance entre les électrodes est de 3 cm. La figure 4.18 représente le schéma de principe de l'électrodéposition.

La polarisation des électrodes va provoquer la formation d'ions métalliques de l'anode qui vont se dissoudre dans la solution puis migrer vers la cathode (borne négative du circuit), c'est-à-dire l'échantillon. Les cations de la solution sont neutralisés par les électrons fournis par la cathode et se déposent sous forme de cuivre suivant la réaction chimique (réaction

cathodique) :



Dans le cadre de ses travaux, Elias Haddad [Had12, pp. 79-80] a retenue un optimum de densité de courant de  $10 \text{ mA cm}^{-1}$  qui permet un dépôt de cuivre de  $12 \text{ } \mu\text{m h}^{-1}$  à courant constant en assurant une qualité de cuivre suffisante. La résistivité du cuivre obtenue par électrodéposition est de  $2,04 \times 10^{-8} \text{ } \Omega \text{ m}$  contre  $1,7 \times 10^{-8} \text{ } \Omega \text{ m}$  pour le cuivre massif.

Avant de procéder à une électrodéposition, il faut procéder à un nettoyage de l'anode en la trempant pendant 30 s dans l'acide chlorhydrique (HCl).

Les amenées de courant sur l'échantillon sont assurées par des fils électriques fixées par une colle époxy chargée de particules d'argent (Epo Tek 4110 [Inc15]). Cette colle a la particularité de ne pas dégrader le film photosensible sec car elle ne contient pas de solvant.

Les amenées de courant et la face arrière du substrat doivent être isolées électriquement de manière à permettre le dépôt électrolytique dans les ouvertures du film photosensible exclusivement. Pour ce faire, il faut isoler ses surfaces avec de la cire apiézon.

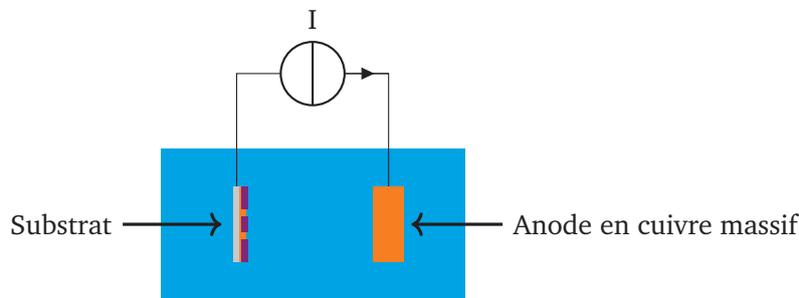


FIGURE 4.18 – Schéma de principe de l'électrodéposition

La distance entre les électrodes (anode et cathode) est de trois centimètres environ. La cathode (à gauche) est constituée de plusieurs couches. De gauche à droite : en gris le substrat magnétique, en orange la couche d'amorce et en violet le film photosensible. Le film photosensible étant ouvert par endroits, il croît du cuivre dans les ouvertures.

### 4.2.3 Suppression du film et de la couche d'amorce

La couche d'amorce étant faite de conducteurs électriques, il est nécessaire de les graver entièrement pour assurer le bon fonctionnement des transformateurs. Cette couche étant derrière le film, il convient de supprimer le film en premier.

La suppression de film photosensible se fait au moyen d'une solution d'hydroxyde de sodium (NaOH) à 3 % à une température de  $50 \text{ } ^\circ\text{C}$ . La suppression du film est améliorée en réalisant 500 mL de solution et en la remuant afin de faciliter l'enlèvement des résidus du film photosensible à la surface du substrat.

La gravure de la couche d'amorce en cuivre et de la couche d'accroche en chrome se fait en suivant le même procédé mais en changeant la solution de gravure. La gravure des métaux constituant la couche d'amorce se fait en plongeant le substrat magnétique dans une solution suivant les paramètres donnés table 4.7. Ensuite, il convient d'éliminer dûment les résidus de la solution de gravure en procédant à deux rinçages subséquents. Le premier se fait en disposant le substrat magnétique dans un cristalliseur d'eau déionisée pendant une minute pour enlever l'essentiel de la solution de gravure. Le second en rinçant sous le robinet d'eau déionisée le substrat magnétique pendant une minute pour enlever la solution de gravure restante. Il

est nécessaire de procéder à un nettoyage rigoureux puisque des solutions de gravures acides et basiques sont successivement utilisées.

TABLE 4.7 – Paramètres de gravure de la couche d'amorce

Matériau	Solution de gravure	Température [°C]	Durée [s]
Cuivre	APS-100 Copper etchant (Transene)	40	30
Chrome	Chromium cermet etchant TFE (Transene)	50	30

Pour parachever la fabrication, il convient de nettoyer successivement avec de l'acétone pendant 1 min puis de l'éthanol pendant 1 min et enfin un séchage à l'azote. Ainsi, il ne resta aucun résidu et le cuivre ne s'oxydera pas. Le résultat est représenté figure 4.19.



FIGURE 4.19 – Transformateur concentrique sur substrat magnétique isolé après électrodéposition, suppression du film photosensible et des couches d'amorce et d'accroche

## 4.3 Assemblage final

### 4.3.1 Découpe du ferrite

Lors de la fabrication, les transformateurs sont réalisés de manière collective sur le même substrat. Pour la mise en œuvre du transformateur dans une application, il est nécessaire de découper les transformateurs. Le substrat magnétique est découpé avec une scie à disque représentée figure 4.20.



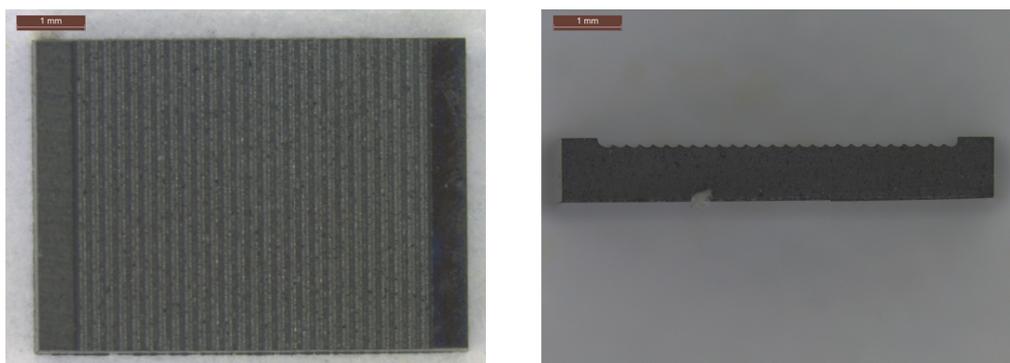
FIGURE 4.20 – Scie à disque Disco DAD 3220 (photographie Ampère)

### 4.3.2 Capot

L'amélioration des performances du transformateur passe par la fermeture du circuit magnétique. À cet effet, un capot (figure 4.21) a été réalisé au moyen d'une scie à disque (figure 4.20). Le capot est réalisé à partir d'une plaque de matériau magnétique qui sera découpée aux dimensions extérieures du capot (table 4.8). La création des jambes latérales se fait par enlèvement de matière. Des traits de scie sont réalisées dans le sens de la longueur et entre deux passes, la lame de scie se déplaçant latéralement d'un pas de  $200\ \mu\text{m}$  (la lame est d'une épaisseur de  $250\ \mu\text{m}$ ).

TABLE 4.8 – Dimensions du capot

	Largeur [mm]	Hauteur [mm]	Profondeur [mm]
Capot	6,4	1	4,6
Jambe latérale	1	0,1	4,6



(a) Vue de dessous

Largeur de 6,4 mm. Profondeur de 4,6 mm.  
Largeur des jambes latérales de 0,5 mm.

(b) Vue de côté

Hauteur du capot de 1 mm. Hauteur des  
jambes centrales de 0,1 mm.

FIGURE 4.21 – Capot

### 4.3.3 Méthode de collage

Pour fermer le circuit magnétique, il est possible de coller le capot sur le substrat magnétique. Néanmoins, la colle crée une couche d'une épaisseur non maîtrisée qui ajoute un entrefer comme l'illustre la figure 4.22.

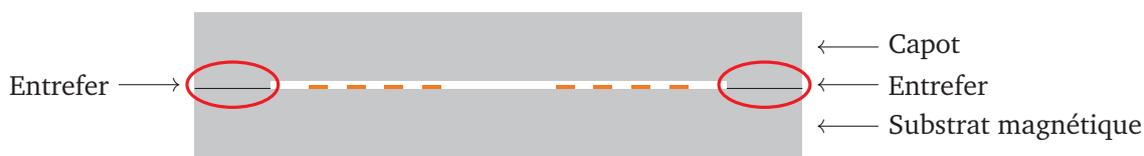


FIGURE 4.22 – Circuit magnétique collé

Une solution pour maintenir le capot sur le substrat magnétique consiste à disposer autour de ce dernier du ruban adhésif polyimide comme l'illustre la figure 4.23.

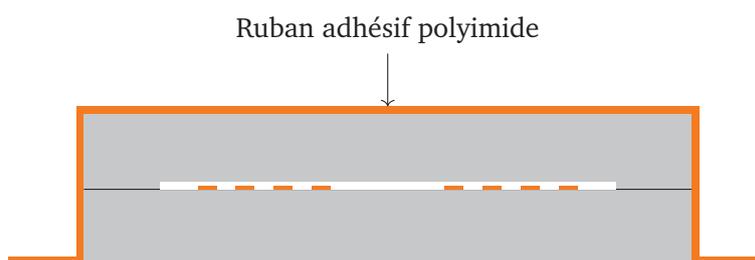


FIGURE 4.23 – Circuit magnétique tenu en position

Dans le dernier chapitre, une ouverture sur l'enfouissement de transformateurs dans le PCB sera discuté pour résoudre ce problème d'assemblage.

#### 4.3.4 Interconnexions

Pour utiliser le transformateur dans un convertisseur, il est nécessaire de pouvoir le connecter au reste du circuit. Dans notre cas, l'interconnexion est faite en utilisant le câblage par fil (*wire bonding*), technique disponible au laboratoire et simple à mettre en œuvre.

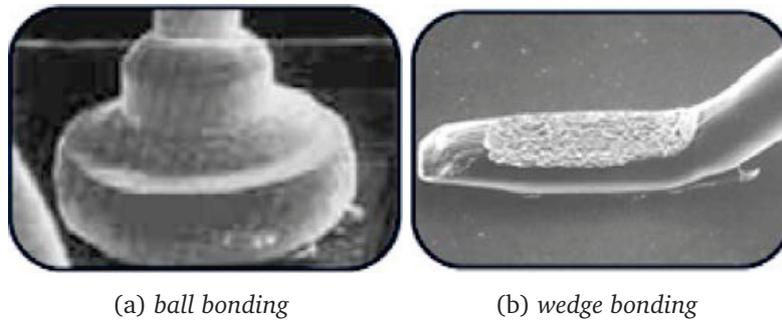


FIGURE 4.24 – Solutions de câblages par fil ([Cos15])

Le procédé d'interconnexion de câblage par fil ou *ball bond* est représenté figure 4.25. Il peut être décomposé en quatre étapes

- Création de la première soudure ;
- Formation de la boucle après circulation du fil à travers le capillaire creux ;
- Création de la deuxième soudure ;
- Fermeture de la mâchoire et formation d'un surplus de fil en vue de la prochaine interconnexion

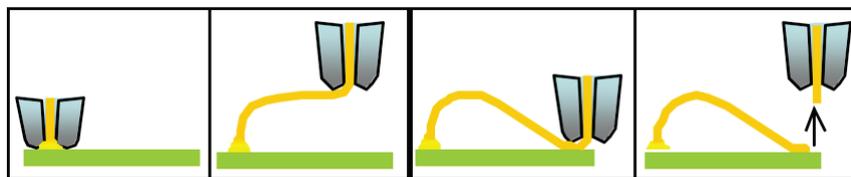


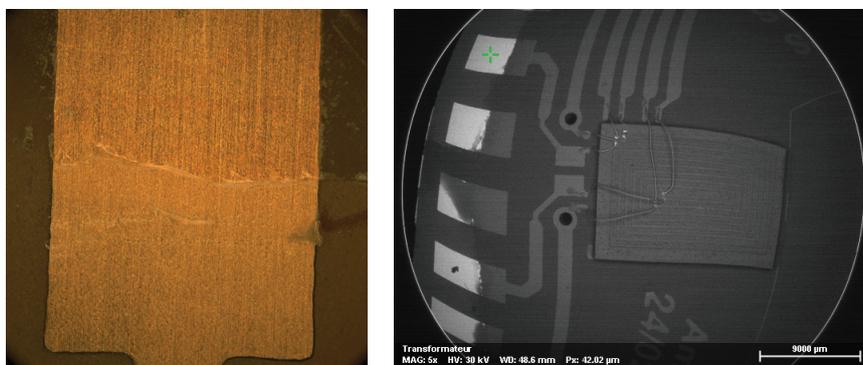
FIGURE 4.25 – Représentation simplifiée du câblage par fil ou *wire bond* ([Pal16])  
La mâchoire de l'appareil de câblage est représenté en gris-bleu.

Comme l'illustre la figure 4.24a, le *ball bonding* donne à la première soudure en forme de boule dont l'autre extrémité peut être placée sans orientation préférée. Par conséquent, c'est le procédé de *ball bonding* qui a été retenu.

### 4.3.5 Dépôt de parylène

Pour assurer l'isolation en surface du substrat et des conducteurs, un dépôt de parylène a été réalisé au sein de la plateforme 3DPHI. La machine utilisée est un Plasma Parylene Systems Labcoater 300. Le parylène est un dépôt conforme à la géométrie et se dépose sur toutes les surfaces. Il a été nécessaire de masquer les *pads* d'accès aux enroulements pour assurer le contact électrique avec le reste sur système avant de procéder au dépôt.

Le parylène est transparent, il est impossible de savoir s'il est présent ou non par microscopie optique. La figure 4.26a présente un *pad* rectangulaire d'une largeur de 5,08 mm et d'une longueur de 2,413 mm. Sur ce *pad*, deux régions apparaissent : l'une étant revêtu de parylène (bas du *pad*) et l'autre non (haut du *pad*). La figure 4.26b est une vue de dessus issue du détecteur d'électrons rétrodiffusée (BSE) qui donne le contraste chimique dans laquelle les atomes légers apparaissent en couleurs sombres (cas de la présence de parylène). Un dépôt de 4  $\mu\text{m}$  a été réalisé.



(a) Vue partielle prise avec un microscope optique

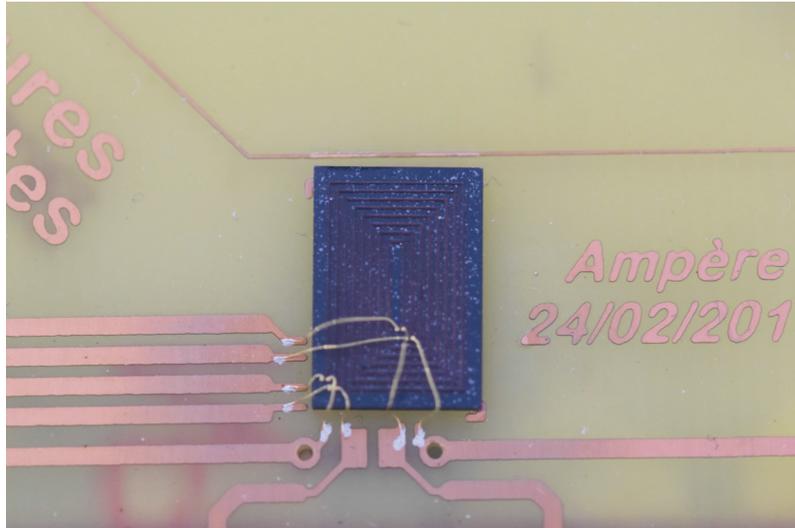
(b) Vue partielle prise avec un microscope à balayage électronique (MEB)

FIGURE 4.26 – Vue de dessus de la platine d'essai revêtue de parylène

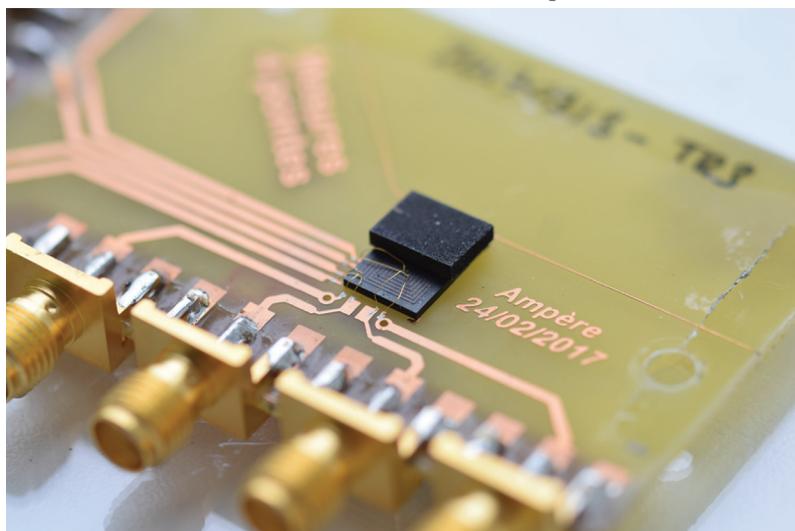
## 4.4 Prototypes réalisés

La figure 4.27 représente les transformateurs entrelacés sans (TE3, figure 4.27a) et avec capot (TE4, figure 4.27b) montés sur la platine d'essai revêtu de parylène. Les interconnexions ont été réalisées par des fils de *bonding*.

La figure 4.28 représente un transformateur concentrique (TC3) avant la découpe du fer-rite.



(a) Transformateur entrelacé (TE3) sur platine d'essai



(b) Transformateur entrelacé (TE4) sur platine d'essai

FIGURE 4.27 – Prototypes de transformateurs entrelacés obtenus

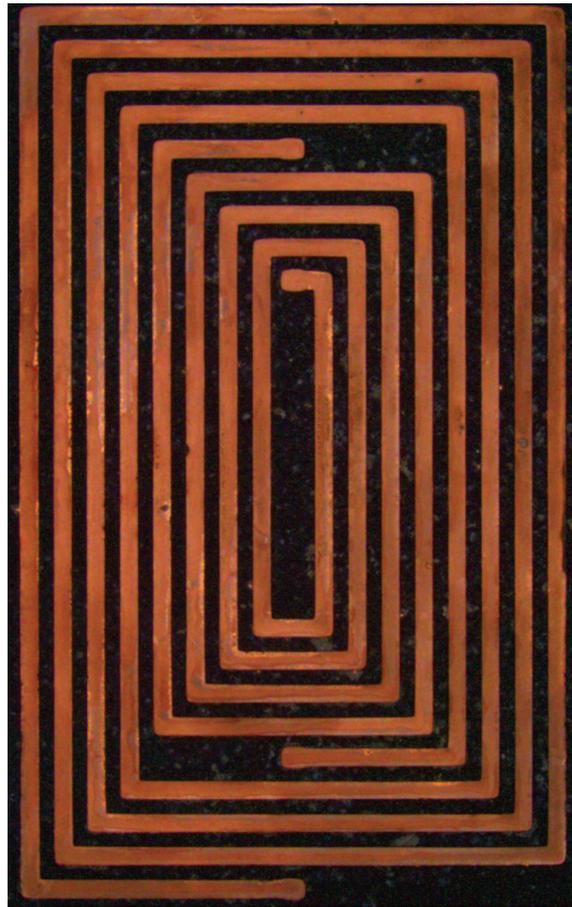


FIGURE 4.28 – Prototypes de transformateurs concentriques obtenus

## Chapitre 5

# Résultats

Car, disait-il, vous ne voyez pas  
avec vos petits yeux certaines  
étoiles de la cinquantième  
grandeur que j'aperçois très  
distinctement ; concluez-vous de là  
que ces étoiles n'existent pas ?

---

*Micromégas (1752)*

Voltaire

La caractérisation du transformateur constitue une vérification expérimentale des résultats obtenus par des calculs analytiques ou des simulations magnétostatique et électrostatique par éléments finis présentés dans le chapitre 3.

Le contenu de ce chapitre commence par une présentation des méthodes de mesure de résistances en continu, des inductances propres des enroulements et de la capacité d'isolation entre enroulements.

Puis, des transformateurs NASCENTechnology, réalisés par un procédé de céramique cofrité à basse température seront étudiés. Leurs caractérisations ont permis de confirmer la documentation technique émise par le constructeur et de compléter les données manquantes. Le transformateur 95056 fonctionne à une fréquence de 1 MHz et jusqu'à une température de 150 °C et le transformateur 95092 fonctionne à une fréquence de 300 kHz et jusqu'à une température de 250 °C. En somme, la fréquence d'utilisation du premier et l'aptitude à fonctionner à des températures élevées du second sont les caractéristiques proches des exigences requises par le cahier des charges présenté chapitre 1. Par conséquent, leurs caractérisations constituent une base de comparaison intéressante pour les transformateurs développés dans cette thèse.

Ensuite, les caractérisations des transformateurs entrelacés et concentriques avec ou sans fermeture du circuit magnétique seront discutées.

## 5.1 Méthodes de caractérisation

Dans tous les cas, les mesures sont réalisées avec une table sous pointes pour prendre le contact avec les enroulements du transformateur. Les mesures de résistances DC (sous-section 5.1.1, illustration figure 5.1) et des mesures d'impédances (sous-section 5.1.2) sont des mesures quatre points .

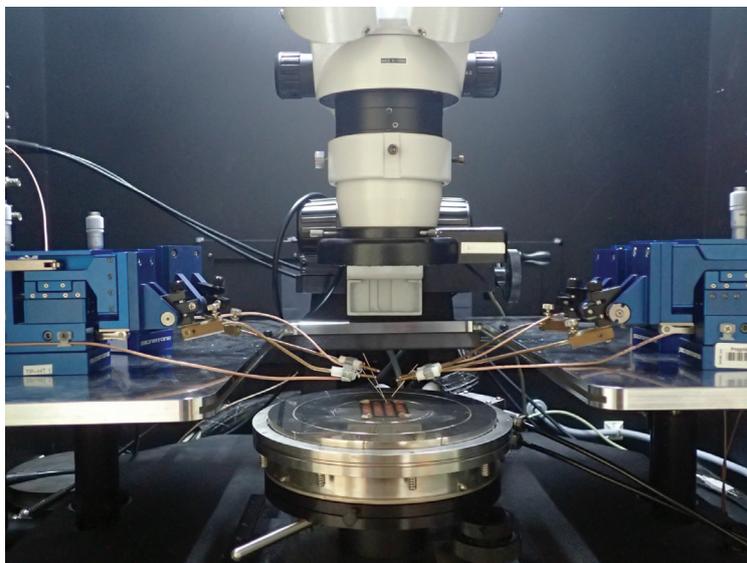


FIGURE 5.1 – Illustration d'une mesure d'un transformateur sous pointes  
*Au centre, le substrat est posé sur le chuck. Au dessus de cet ensemble, une loupe binoculaire permet d'ajuster la position des pointes au moyen de micromanipulateurs (en bleu).*

La figure 5.1 représente une table sous pointes avec ses micromanipulateurs (en bleu, ici quatre dans le cadre d'une mesure de résistance), la loupe binoculaire et le porte-échantillon. L'ensemble étant monté sur une table anti-vibrations. La configuration pour la mesure d'impédance est similaire bien que ne comportant que deux micromanipulateurs associés à des pointes Signatone SCA-50 pouvant fonctionner jusqu'à 500 MHz.

La principale difficulté pratique de l'utilisation d'une table sous pointes est le placement d'une ou deux pointes pour prendre contact sur un morceau de cuivre (*pad*) de  $220\ \mu\text{m}$  par  $200\ \mu\text{m}$  dédié à cet effet à chaque extrémité de l'enroulement. L'augmentation de la surface dévolue à cet usage irait à l'encontre de l'intégration des composants magnétiques. L'utilisation de micromanipulateurs permet un placement précis des pointes.

En regard des dimensions micrométriques, l'utilisation d'une loupe binoculaire est requise pour le placement des pointes. Néanmoins, l'utilisation d'un instrument optique introduit la notion de distance focale en dehors de laquelle les objets présents seront flous ce qui est le cas des pointes avant qu'elles ne soient à proximité des *pads*. Le déplacement en hauteur du corps de la loupe binoculaire permet d'ajuster la distance focale et donc la région observée.

Pour s'assurer d'un bon contact, il faut positionner la pointe fermement sur le *pad*. Si la force exercée est insuffisante, il est possible de mesurer des résistances trop grandes (cas de la mesure de résistances DC) ou de mesurer des capacités parasites (cas de la mesure d'impédance). Il est possible d'ajuster finement la hauteur de la pointe du micromanipulateur. Une force importante exercée par la pointe sur le *pad* présente un risque de détérioration pour l'échantillon.

De la même façon, il est possible que la surface des *pads* soit oxydée, il convient alors de gratter localement la pellicule superficielle avec les pointes pour s'assurer d'un bon contact.



FIGURE 5.2 – Dispositif de compensation en fréquence

Avant de procéder à une mesure, il faut effectuer une (cas de la mesure de résistance DC) ou plusieurs compensations (cas de la mesure d'impédance). Pour ce faire, il faut placer les pointes dans une configuration géométrique analogue à celle dans laquelle la caractérisation sera effectuée et remplacer l'élément sous test par un élément connu. À titre informatif, la distance entre les pointes est de 3,4 mm dans le cas des enroulements entrelacés et de 1,3 mm dans le cas des enroulements concentriques.

### 5.1.1 Mesure de la résistance DC

La mesure des résistances des enroulements à fréquence nulle se base sur la méthode quatre points. Le principe de la mesure quatre points est rappelé figure 5.3.

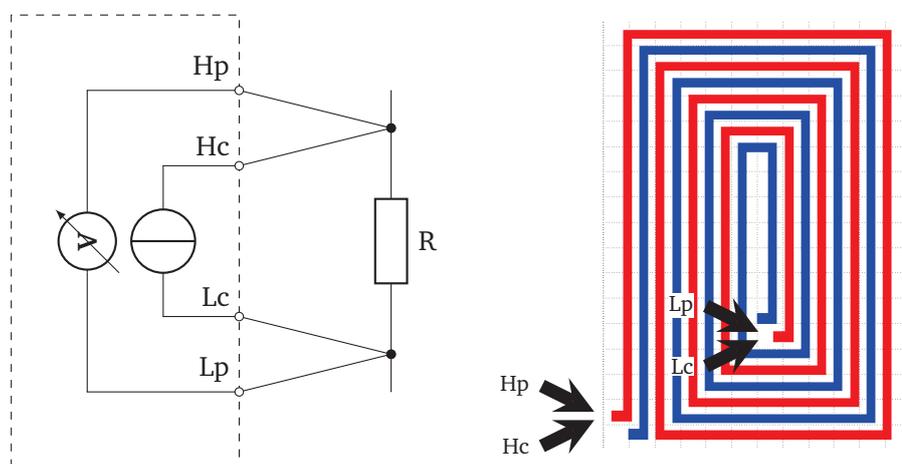


FIGURE 5.3 – Principe de la mesure quatre points

L'avantage de la mesure quatre points est de permettre la mesure de résistances de faible valeur sans mesurer celles des fils de mesures et des contacts.

L'excitation en courant se fait avec une source programmable Keithley 2636A qui mesure aussi la tension aux bornes de l'enroulement.

Avant toute mesure, une vérification est nécessaire. Il faut mesurer un court-circuit. Il est nécessaire de placer les pointes deux à deux avec une configuration géométrique permettant de faire les mesures par la suite.

### 5.1.2 Mesure d'impédance

L'impédancemètre Keysight 4294A permet de mesurer une impédance complexe (module et argument), noté  $Z_S$ , sur une large plage de fréquence. Le schéma de principe est donné figure 5.4.

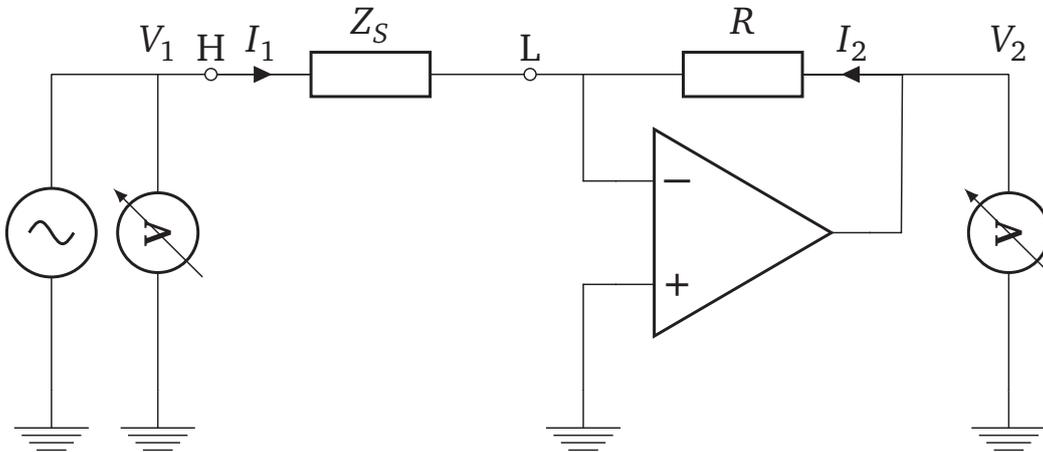


FIGURE 5.4 – Mesure d'impédance par méthode du pont auto-calibré

Un amplificateur assure une masse virtuelle au point « L ». Le courant  $I_1$  circule à travers l'impédance  $Z_S$  et est l'opposé du courant  $I_2$  qui circule à travers la résistance  $R$ . Il est alors possible d'exprimer la relation donnée équation (5.1).

$$\frac{V_1}{Z_S} = \frac{V_2}{R} \quad (5.1)$$

L'impédance obtenue est exprimée sous forme cartésienne comme l'exprime l'équation (5.2).

$$Z_S = \text{Re} \{Z_S\} + j \text{Im} \{Z_S\} \quad (5.2)$$

Avant de réaliser une mesure d'impédance, il est nécessaire de compenser le dispositif de mesure.

Pour compenser l'admittance du dispositif de mesure, modélisée avec une conductance  $G_0$  et une capacité  $C_0$ , il est nécessaire de procéder à un essai en circuit ouvert (figure 5.5a) sachant que le dispositif satisfait l'équation (5.3).

$$R_S + j\omega L_S \ll \frac{1}{G_0 + j\omega C_0} \quad (5.3)$$

Pour compenser l'impédance série du dispositif, modélisée avec une inductance  $L_S$  et une résistance  $R_S$ , il est nécessaire de procéder à un essai en court-circuit (figure 5.5b) sachant que le dispositif satisfaisant l'équation (5.4).

$$Z_{CC} \ll R_S + j\omega L_S \quad (5.4)$$

En cas d'utilisation d'un dispositif additionnel (câbles, pointes de test...), il est nécessaire de procéder à une compensation avec une charge de valeur connue [Key16, p. 4-06]. Le fabricant recommande l'utilisation d'une charge de valeur proche du composant à caractériser et dont les dimensions comme la distance inter-électrodes sont similaires à celles de l'échantillon à caractériser [Key16, p. 4-07].

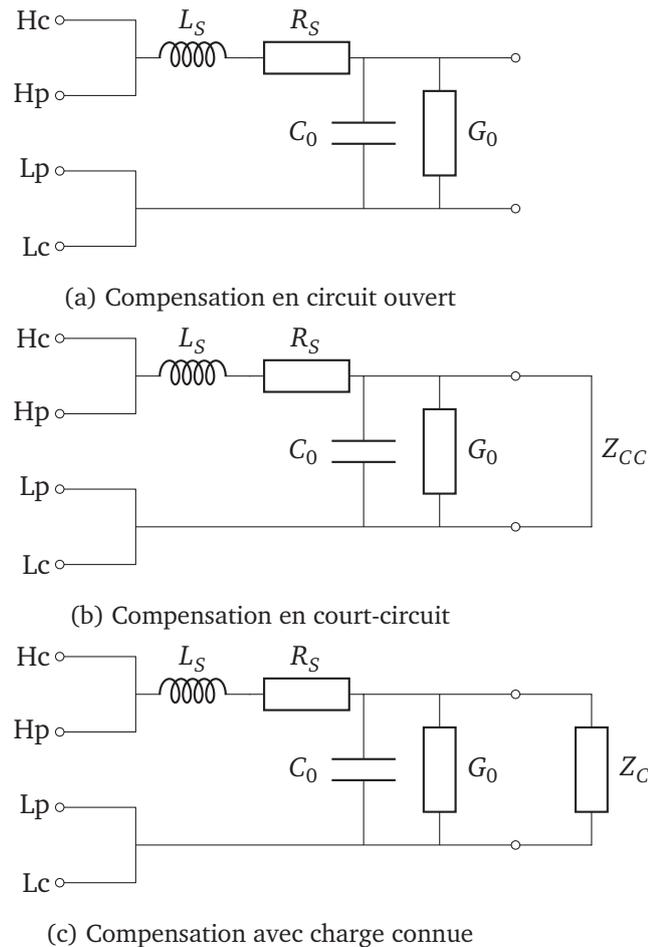


FIGURE 5.5 – Compensations du dispositif de caractérisation [Key16, p. 4-04]

Pour calibrer la mesure d'impédance, il est nécessaire de compenser les éléments parasites du dispositif de test à l'aide d'un support dédié (figure 5.2) et de mesurer successivement :

- Mesure de phase afin de s'affranchir d'éléments résiduels ;
- Circuit ouvert (*open*) afin de s'affranchir des impédances en dérivation propres au dispositif et des couplages ;
- Court-circuit (*short*) afin de s'affranchir des impédances en série propres au dispositif et des couplages ;
- Charge de valeur connue (*load*) afin de valider le bon fonctionnement du banc de caractérisation.

### Mesure d'inductances propres

La mesure se base sur la méthode des deux points. La connaissance de l'inductance propre d'un enroulement permet la comparaison avec la valeur obtenue lors des simulations.

À partir de l'expression de l'impédance complexe (équation (5.2)), il est possible de calculer l'inductance série  $L_S$  et la résistance série  $R_S$  d'un enroulement.

$$\begin{cases} R_S = \operatorname{Re}\{Z_S\} \\ L_S = \frac{\operatorname{Im}\{Z_S\}}{2\pi f} \end{cases} \quad (5.5)$$

### Mesure de la capacité d'isolement

À partir de l'expression de l'impédance complexe (équation (5.2)), il est possible de calculer la capacité d'isolement  $C_{PS}$  et la résistance de fuite  $R_F$ . La conversion de circuit RC série à un circuit RC parallèle se fait aux moyens des formules données équation (5.6). [Boy14, p. 692]

$$\begin{cases} C_{PS} = C_S \frac{1}{1 + \frac{1}{Q_S^2}} & \text{avec } Q_S = \frac{\operatorname{Im}\{Z_S\}}{\operatorname{Re}\{Z_S\}} \quad \text{et } C_S = \frac{1}{2\pi f \operatorname{Im}\{Z_S\}} \\ R_F = R_S (1 + Q_S^2) & \text{avec } R_S = \operatorname{Re}\{Z_S\} \end{cases} \quad (5.6)$$

La mesure se fait en plaçant une pointe du dispositif de caractérisation sur chaque enroulement.

#### 5.1.3 Mesure du couplage

La réalisation de cette mesure requiert d'imposer une tension sur l'enroulement primaire et de la mesurer aux bornes de l'enroulement secondaire, soit quatre pointes et les bras des micromanipulateurs associés dans une surface de l'ordre de  $8,4 \text{ mm}^2$  dans le cas de l'enroulement entrelacé.

En se basant sur les travaux de [Ké09], l'identification du modèle magnétique complet requiert des essais en court-circuit pour identifier les inductances de fuite. La réalisation d'un court-circuit se fait en reliant les deux bornes d'un même enroulement avec un fil de *bonding*.

Il n'est pas possible de défaire un fil de *bonding*. Par conséquent, un échantillon ne peut pas être caractérisé convenablement sans utiliser un circuit externe.

L'inductance propre d'un fil de 1 cm est de 10 nH. Sans compter l'inductance propre du circuit imprimé, les deux fils de *bonding* introduisent une inductance de l'ordre de 20 nH devant être compensé. Dans le cas du transformateur entrelacé sans circuit magnétique, l'inductance de fuite obtenue d'après une simulation par éléments finis est d'environ 65 nH.

## 5.2 Transformateur NASCENTechnology (LTCC)

Les transformateurs NASCENTechnology sont réalisés à partir de céramiques cofrittés à basse température. La méthode de fabrication est rappelé section 2.1.3. Une photographie de deux séries de transformateur est donnée figure 5.6.

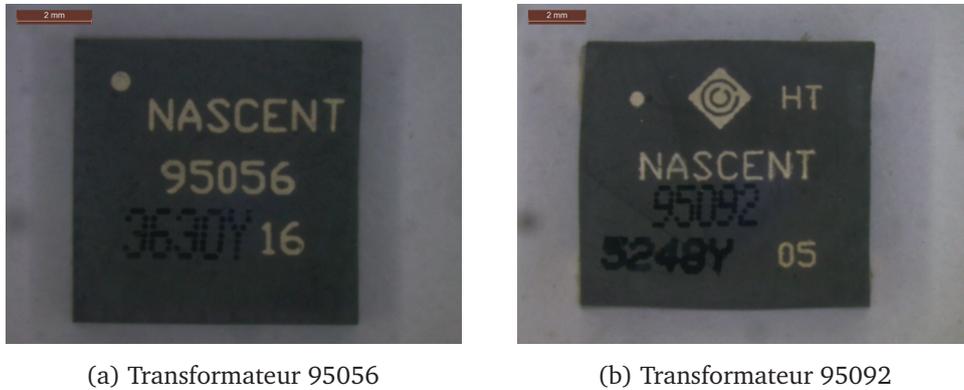


FIGURE 5.6 – Photographies des transformateurs NASCENTechnology caractérisés

### 5.2.1 Transformateur NASCENTechnology 95056

Ce transformateur peut fonctionner à une fréquence de 1 MHz jusqu'à une température de 150 °C. Le rapport de transformation est unitaire, les enroulements sont identiques.

#### Résistances DC

D'après la documentation constructeur [NAS13], la résistance DC de l'enroulement primaire est de 0,64  $\Omega$  et la résistance DC de l'enroulement secondaire est de 0,64  $\Omega$ .

#### Inductances propres

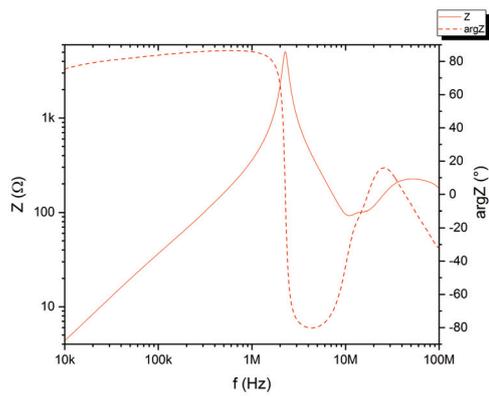
L'enroulement primaire a une inductance propre d'une valeur de 56  $\mu\text{H}$  (figure 5.7b) à une fréquence de 1 MHz et présente un comportement inductif jusqu'à 2 MHz (figure 5.7a). L'enroulement secondaire est identique, avec une inductance propre d'une valeur de 56  $\mu\text{H}$  (figure 5.7d) à une fréquence de 1 MHz et un comportement inductif jusqu'à 2 MHz (figure 5.7c).

#### Capacité d'isolation

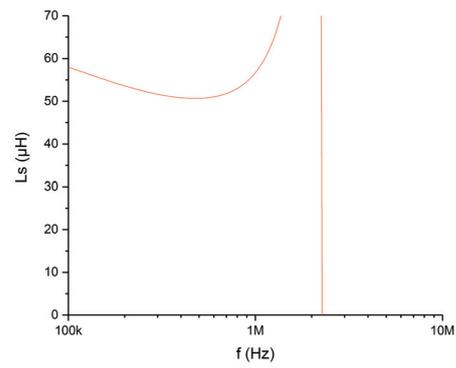
La capacité inter-enroulements est de 400 pF jusqu'à une fréquence de 300 kHz. L'impédance inter-enroulements présente un comportement capacitif jusqu'à une fréquence de 1,012 MHz, avec une valeur maximale de 560 pF.

#### Résistance d'isolation

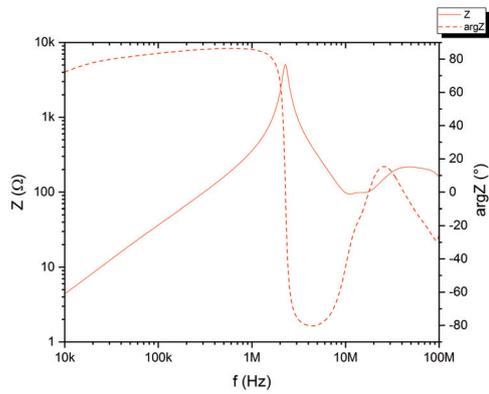
Pour une fréquence de 1 MHz, la résistance d'isolation est de 80,2  $\Omega$ .



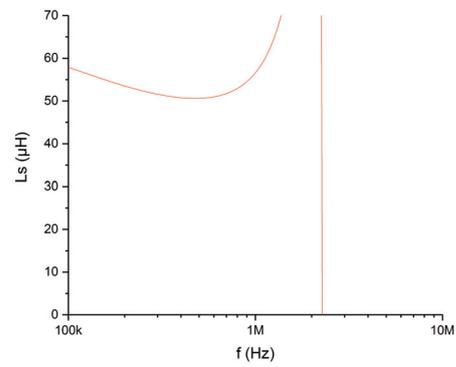
(a) Impédance de l'enroulement primaire



(b) Inductance de l'enroulement primaire

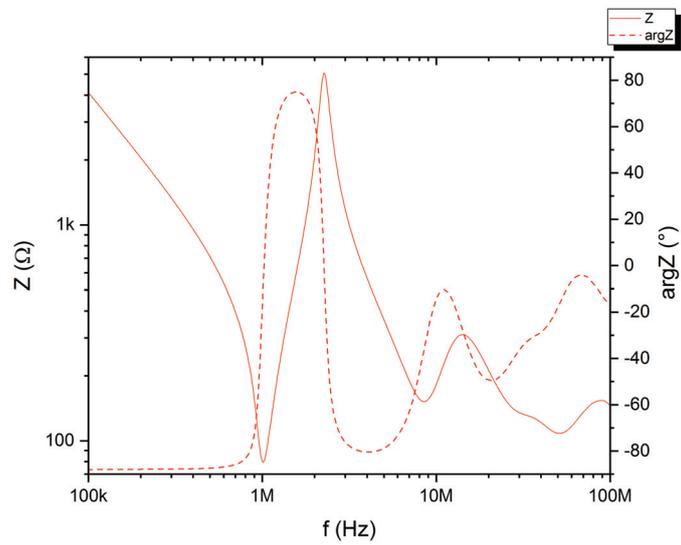


(c) Impédance de l'enroulement secondaire

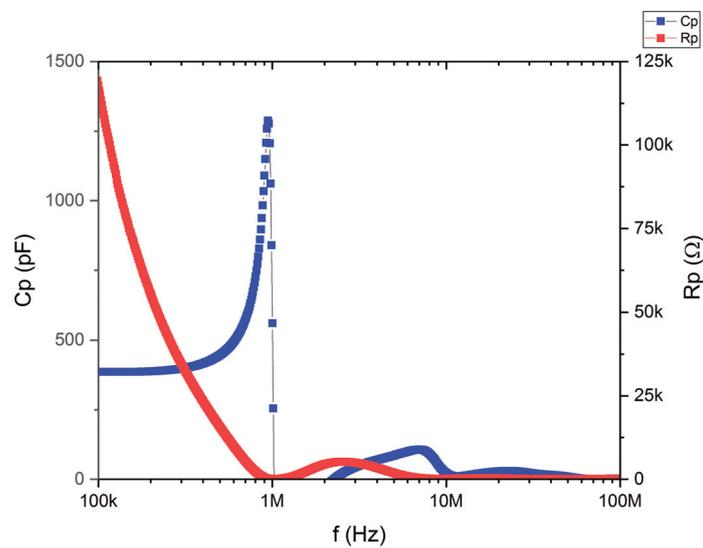


(d) Inductance de l'enroulement secondaire

FIGURE 5.7 – Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur 95056



(a) Impédance inter-enroulements



(b) Capacité parasite et résistance de fuite

FIGURE 5.8 – Impédance inter-enroulements du transformateur 95056

### 5.2.2 Transformateur NASCENTechnology 95092

Ce transformateur peut fonctionner à une fréquence de 300 kHz jusqu'à une température de 250 °C. Il est conçu pour un convertisseur à découpage *Flyback* dans lequel il doit charger rapidement un condensateur avec une tension de 1200 V [NAS14]. Le rapport de transformation est de 1 :8.

#### Résistances DC

D'après la documentation constructeur [NAS14], la résistance DC de l'enroulement primaire est de  $1,7\ \Omega$  et la résistance DC de l'enroulement secondaire est de  $43\ \Omega$ .

#### Inductances propres

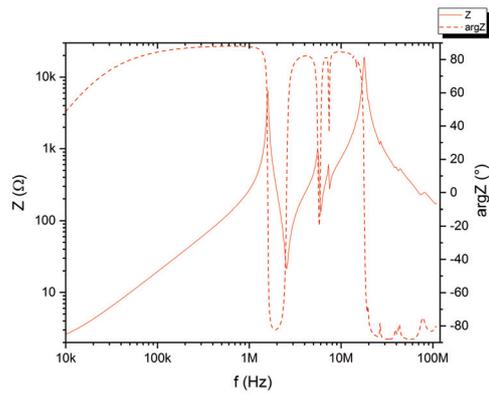
L'enroulement primaire a une inductance propre d'une valeur de  $31\ \mu\text{H}$  à une fréquence de 300 kHz (figure 5.9b) et présente un comportement inductif jusqu'à 1,6 MHz (figure 5.9a). L'enroulement secondaire a une inductance propre d'une valeur de  $1290\ \mu\text{H}$  à une fréquence de 300 kHz (figure 5.9d) et présente un comportement inductif jusqu'à 1,4 MHz (figure 5.9c).

#### Capacité d'isolation

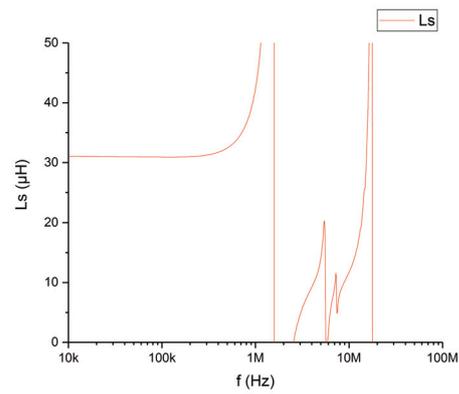
La capacité inter-enroulements est de 25 pF jusqu'à une fréquence de 500 kHz (figure 5.10b). L'impédance inter-enroulements présente un comportement capacitif jusqu'à une fréquence de 1,5 MHz, avec une valeur maximale de 203 pF (figure 5.10a).

#### Résistance d'isolation

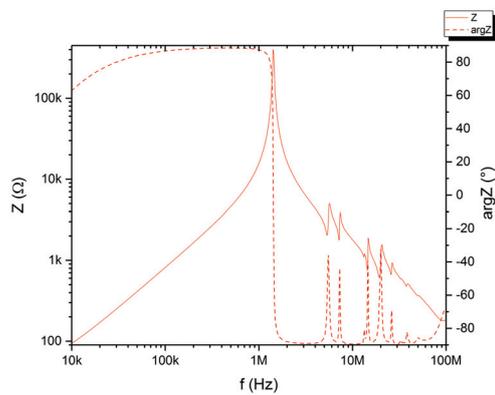
La résistance d'isolation est de plusieurs  $\text{M}\Omega$  jusqu'à 300 kHz. Au-delà, la résistance d'isolation connaît trois anti-résonance aux fréquences de 1 MHz, 5 MHz et 8 MHz.



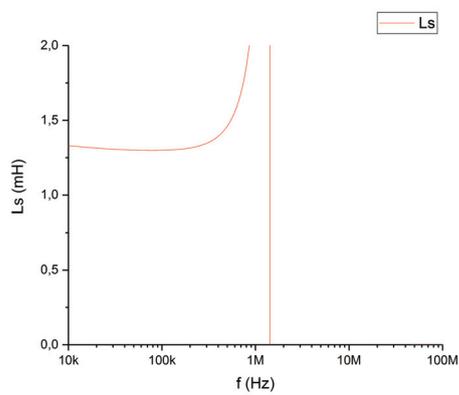
(a) Impédance complexe de l'enroulement primaire



(b) Inductance propre de l'enroulement primaire

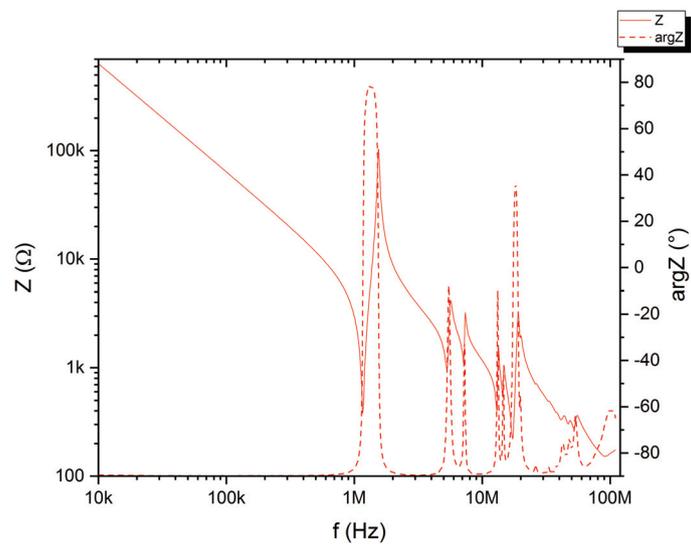


(c) Impédance complexe de l'enroulement secondaire

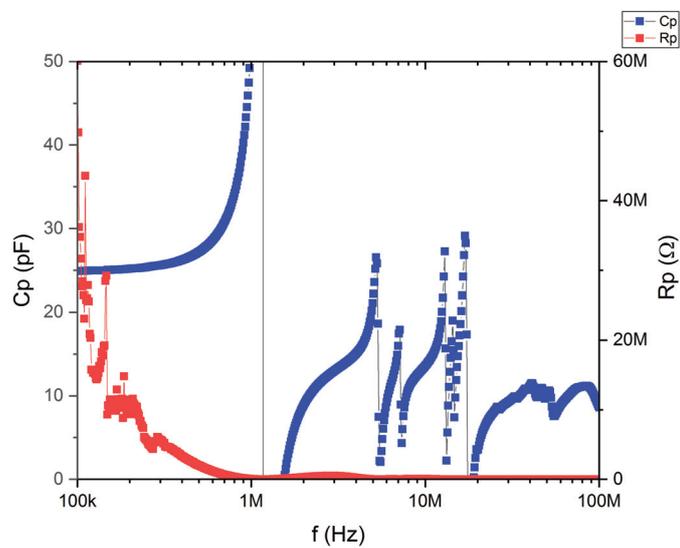


(d) Inductance propre de l'enroulement secondaire

FIGURE 5.9 – Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur 95092



(a) Impédance inter-enroulements



(b) Capacité parasite et résistance de fuite

FIGURE 5.10 – Impédance inter-enroulements du transformateur 95092

### 5.2.3 Bilan sur les transformateurs LTCC

Les caractéristiques relevées sur les transformateurs Nascentechology sont rappelés table 5.1.

TABLE 5.1 – Tableau récapitulatif des performances des transformateurs LTCC

	95056		95092	
	Constructeur	Mesures	Constructeur	Mesures
$L_1$ [ $\mu\text{H}$ ]	$60 \pm 12$	56	$35 \pm 9$	31
$L_2$ [ $\mu\text{H}$ ]	$60 \pm 12$	56	$1310 \pm 33$	1290
$R_1$ [ $\Omega$ ]	$0,64 \pm 0,128$	–	$1,70 \pm 0,26$	–
$R_2$ [ $\Omega$ ]	$0,64 \pm 0,128$	–	$43 \pm 6,5$	–
$C_{\text{PS}}$ [pF]	–	400	–	25

#### Inductances propres

Les transformateurs NASCENTechnology étudiés présentent des inductances élevées dues à la présence d'enroulements sur plusieurs plans reliés entre eux.

#### Capacité d'isolation

Parmi les transformateurs NASCENTechnology étudiés, seul le transformateur NASCENTechnology 95092 peut fonctionner à 250 °C. Sa capacité d'isolation est de 25 pF jusqu'à 300 kHz mais de 560 pF pour une fréquence de 1 MHz.

#### Protocole de caractérisation

Le dispositif expérimental permet de retrouver les valeurs mises à disposition par le constructeur dans sa documentation technique. Il pourra être utilisé ultérieurement pour caractériser les transformateurs réalisés dans le cadre de cette thèse.

### 5.3 Transformateur entrelacé

Les transformateurs caractérisés dans cette section sont représentés figure 5.11.

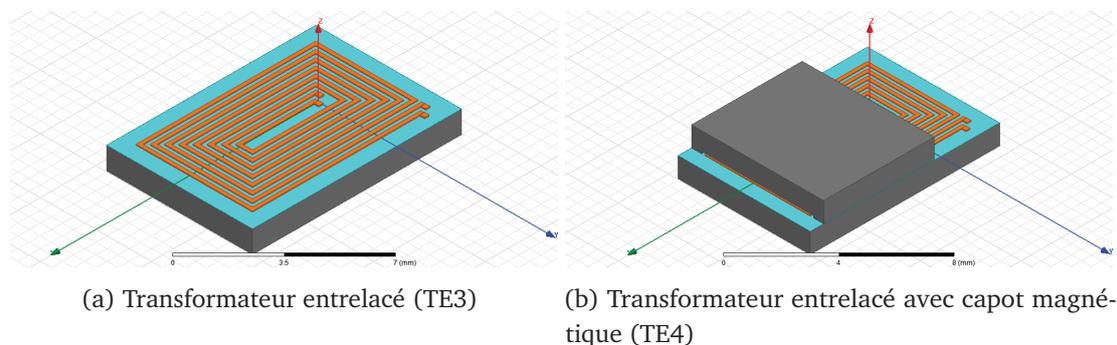


FIGURE 5.11 – Vue en perspective des transformateurs entrelacés

#### 5.3.1 Transformateur entrelacé TE3

Le transformateur à enroulements entrelacés sur substrat magnétique isolé est noté TE3 (figure 5.11a).

##### Résistances DC

Pour l'enroulement primaire, la résistance DC de l'enroulement est de 269 m $\Omega$ . Pour l'enroulement secondaire, la résistance DC de l'enroulement est de 227 m $\Omega$ .

##### Inductances

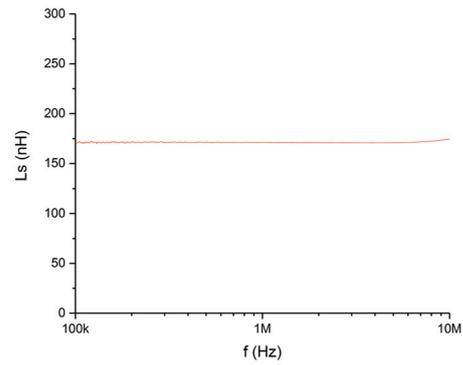
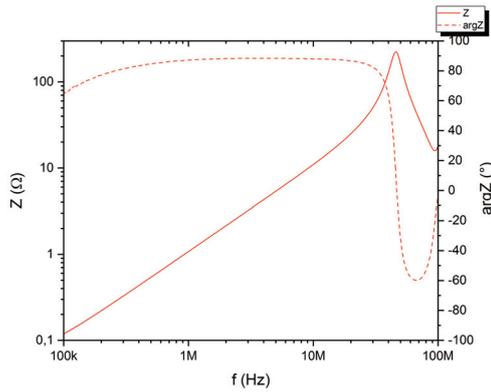
L'enroulement primaire a une valeur d'inductance propre de 171 nH (figure 5.12b) à une fréquence de 1 MHz et présente un comportement inductif jusqu'à 40 MHz (figure 5.12a). L'enroulement secondaire a une inductance propre de 132 nH (figure 5.12d) et présente un comportement inductif jusqu'à 50 MHz (figure 5.12c).

##### Capacité d'isolation

L'impédance inter-enroulements représente la capacité d'isolation entre enroulements primaire et secondaire dont la valeur est de 102 pF à une fréquence de 1 MHz. Elle présente un comportement capacitif jusqu'à 60 MHz (figure 5.13a).

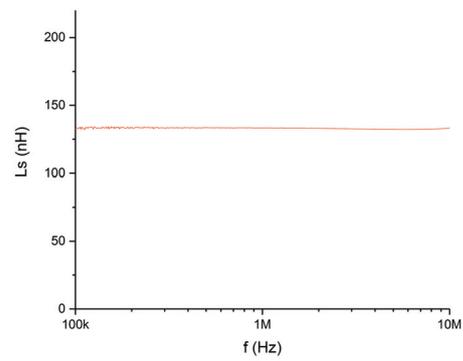
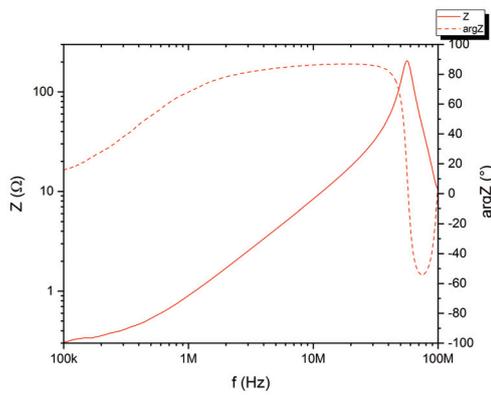
##### Résistance d'isolation

Pour une fréquence de 1 MHz, la résistance d'isolation est de 12,9 k $\Omega$  (figure 5.13b).



(a) Impédance complexe de l'enroulement primaire

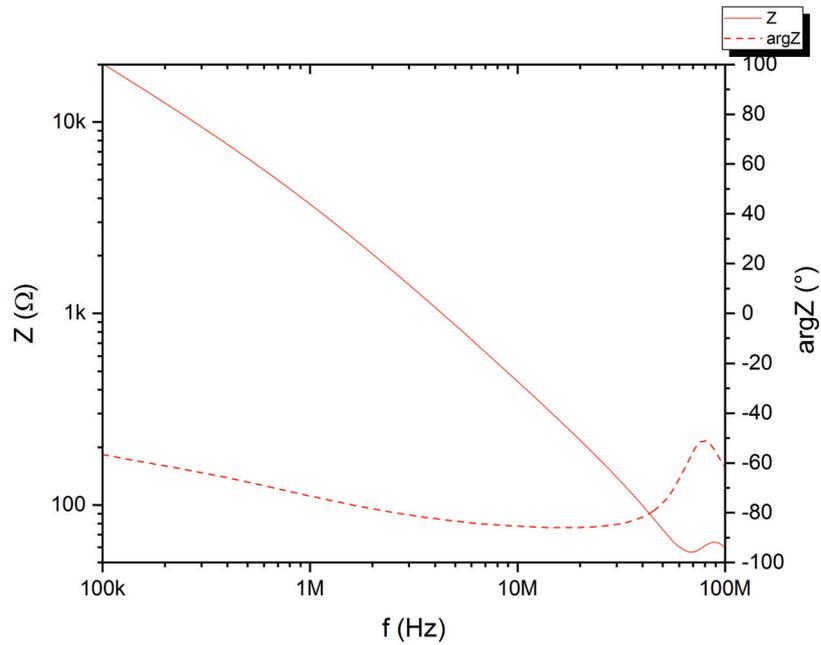
(b) Inductance propre de l'enroulement primaire



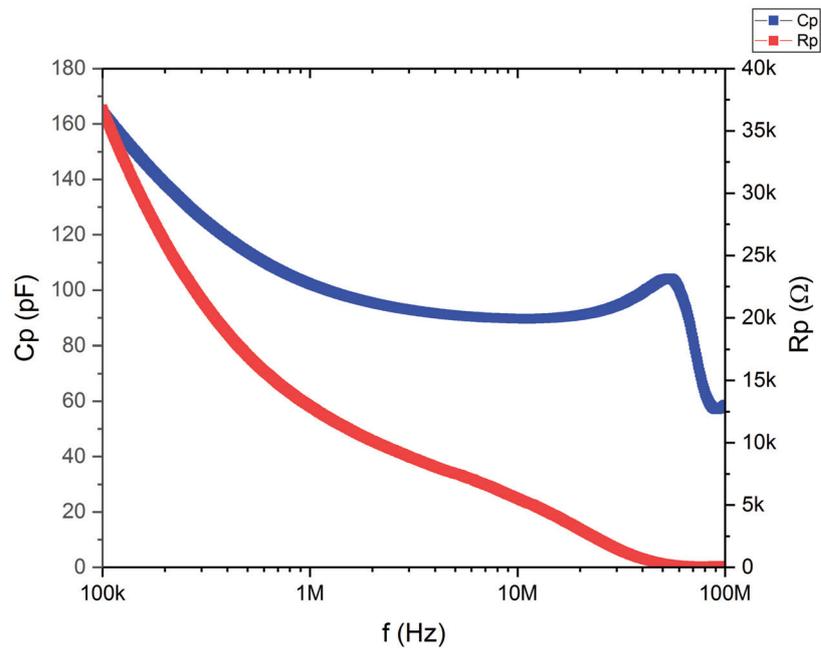
(c) Impédance complexe de l'enroulement secondaire

(d) Inductance propre de l'enroulement secondaire

FIGURE 5.12 – Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur entrelacé (TE3)



(a) Impédance complexe inter-enroulements



(b) Capacité parasite et résistance de fuite

FIGURE 5.13 – Impédance inter-enroulements du transformateur entrelacé (TE3)

### 5.3.2 Transformateur entrelacé TE4

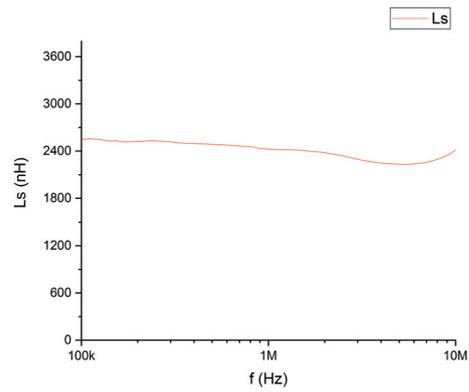
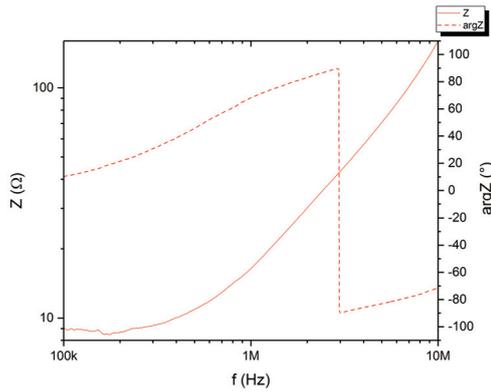
Par rapport au transformateur TE3, le transformateur TE4 (figure 5.11b) possède en plus un capot magnétique.

#### Inductances

L'enroulement primaire a une valeur d'inductance de 2423 nH (figure 5.14b) à une fréquence de 1 MHz et présente un comportement inductif jusqu'à 10 MHz (figure 5.14a). L'enroulement secondaire a une valeur d'inductance de 1535 nH (figure 5.14d) à une fréquence de 1 MHz et présente un comportement inductif jusqu'à 10 MHz (figure 5.14c).

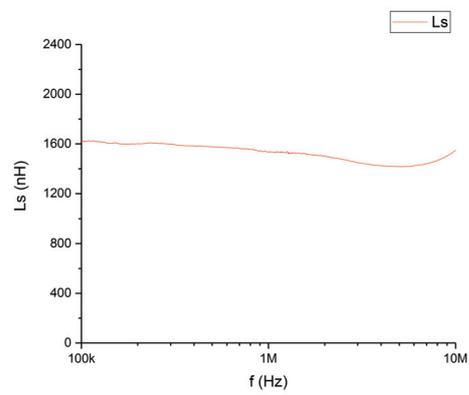
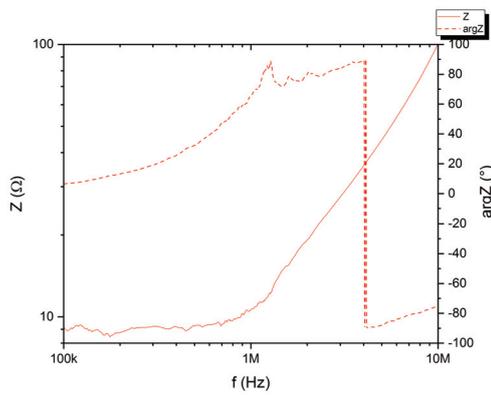
#### Capacité d'isolation

La capacité inter-enroulements a une valeur de 104 pF à une fréquence de 1 MHz. Elle présente un comportement capacitif jusqu'à 30 MHz (figure 5.15).



(a) Impédance complexe de l'enroulement primaire

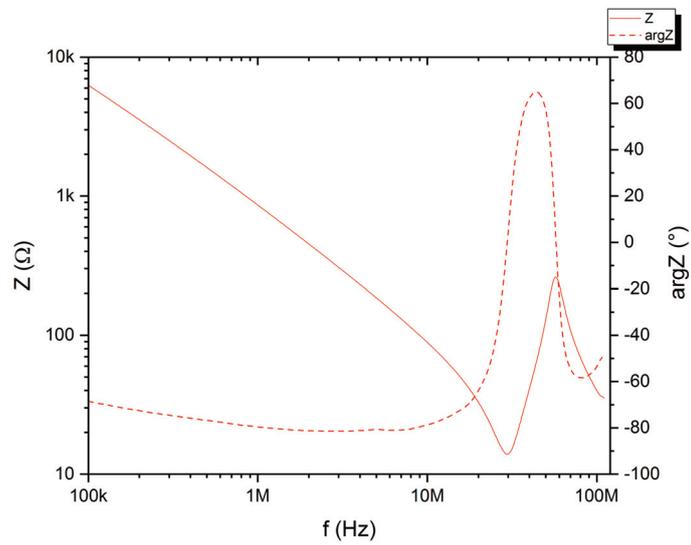
(b) Inductance propre de l'enroulement primaire



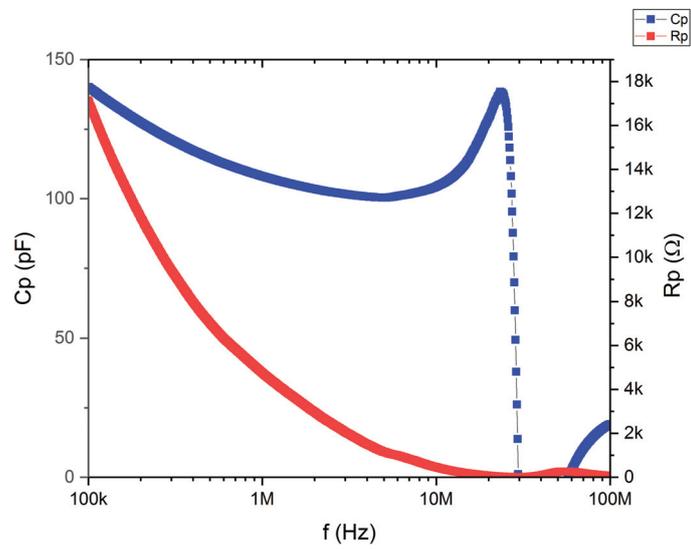
(c) Impédance complexe de l'enroulement secondaire

(d) Inductance propre de l'enroulement secondaire

FIGURE 5.14 – Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur entre-lacé (TE4)



(a) Impédance complexe



(b) Capacité parasite et résistance de fuite

FIGURE 5.15 – Impédance inter-enroulements du transformateur entrelacé (TE4)

## 5.4 Transformateur concentrique

Les transformateurs caractérisés dans cette section sont représentés figure 5.16.

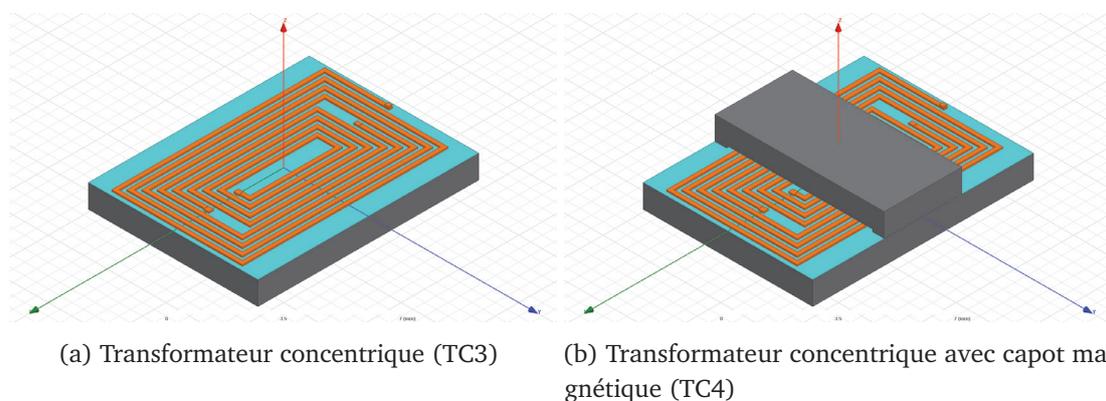


FIGURE 5.16 – Vue en perspective des transformateurs concentriques

### 5.4.1 Transformateur concentrique TC3

Le transformateur à enroulements concentriques sur substrat magnétique isolé est noté TC3.

#### Résistances DC

Pour l'enroulement primaire, la résistance DC de l'enroulement est de  $294 \text{ m}\Omega$ . Pour l'enroulement secondaire, la résistance DC de l'enroulement secondaire est de  $149 \text{ m}\Omega$ .

#### Inductance

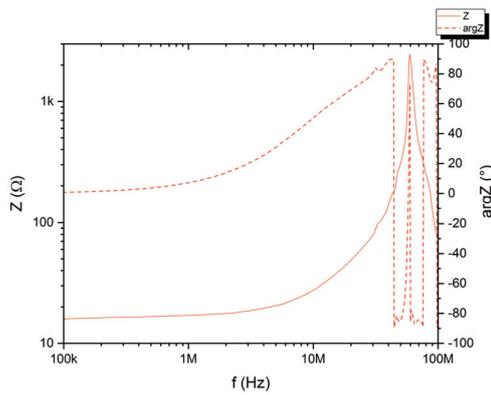
L'enroulement primaire a une inductance propre d'une valeur de  $327 \text{ nH}$  (figure 5.17b) à une fréquence de  $1 \text{ MHz}$  et présente un comportement inductif jusqu'à  $40 \text{ MHz}$  (figure 5.17a). L'enroulement secondaire a une inductance propre d'une valeur de  $109 \text{ nH}$  (figure 5.17d) à une fréquence de  $1 \text{ MHz}$  et présente un comportement inductif jusqu'à une fréquence de  $40 \text{ MHz}$  (figure 5.17c).

#### Capacité d'isolation

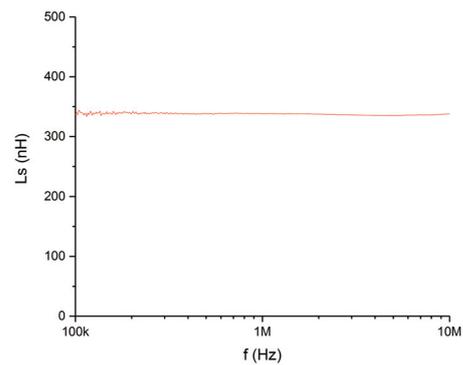
La capacité inter-enroulements a une valeur de  $88 \text{ pF}$  à une fréquence de  $1 \text{ MHz}$ . Elle présente un comportement capacitif jusqu'à  $30 \text{ MHz}$ .

#### Résistance d'isolation

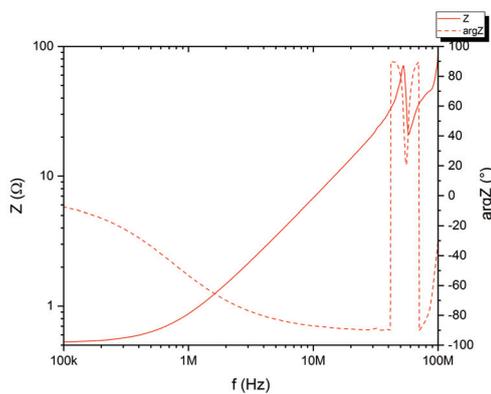
Pour une fréquence de  $1 \text{ MHz}$ , la résistance d'isolation est de  $5,1 \text{ k}\Omega$ .



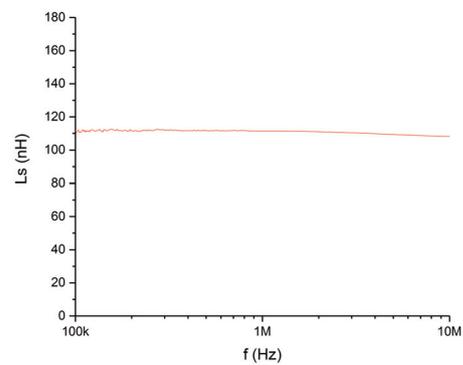
(a) Impédance complexe de l'enroulement primaire



(b) Inductance propre de l'enroulement primaire

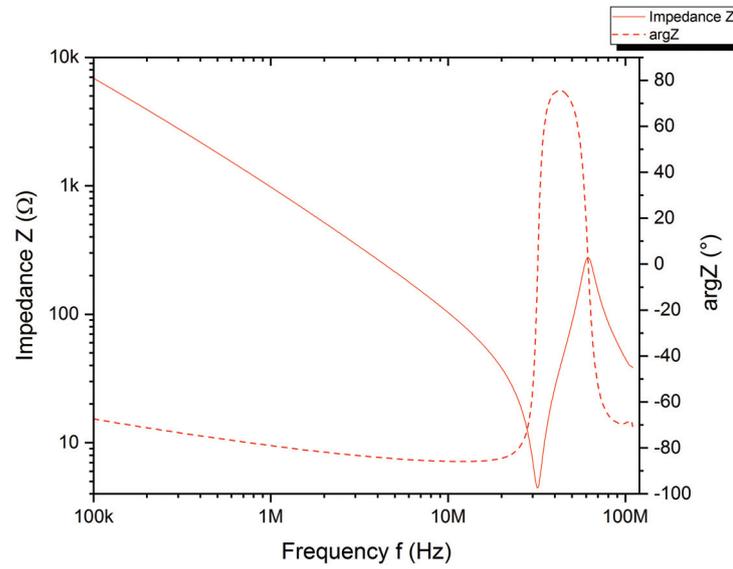


(c) Impédance complexe de l'enroulement secondaire

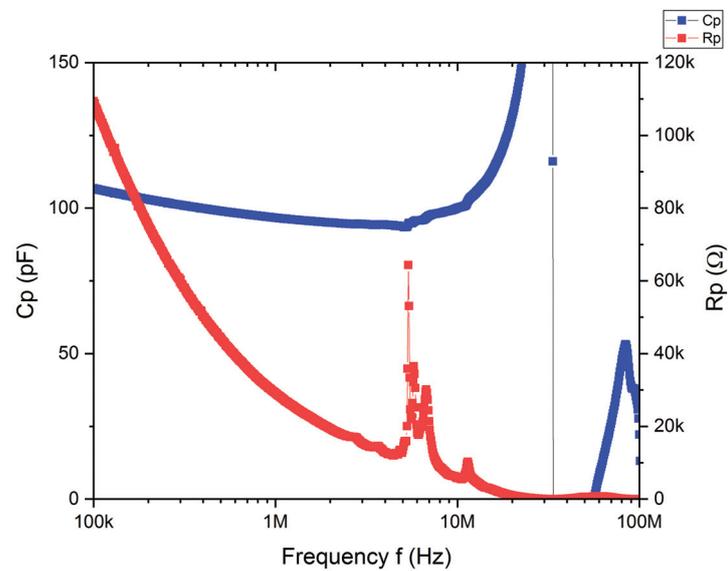


(d) Inductance propre de l'enroulement secondaire

FIGURE 5.17 – Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur concentrique (TC3)



(a) Impédance complexe



(b) Capacité parasite et résistance de fuite

FIGURE 5.18 – Impédance inter-enroulements du transformateur concentrique (TC3)

### 5.4.2 Transformateur concentrique TC4

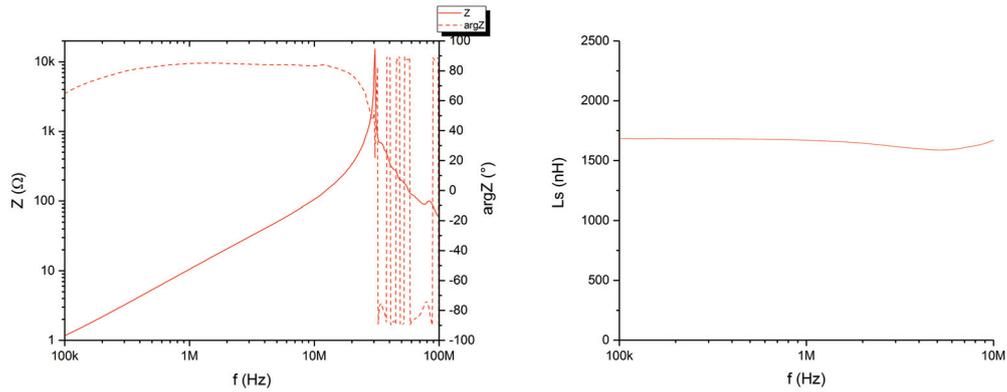
Le transformateur TC4 est identique à TC3, avec en plus un capot pour refermer le circuit magnétique.

#### Inductance

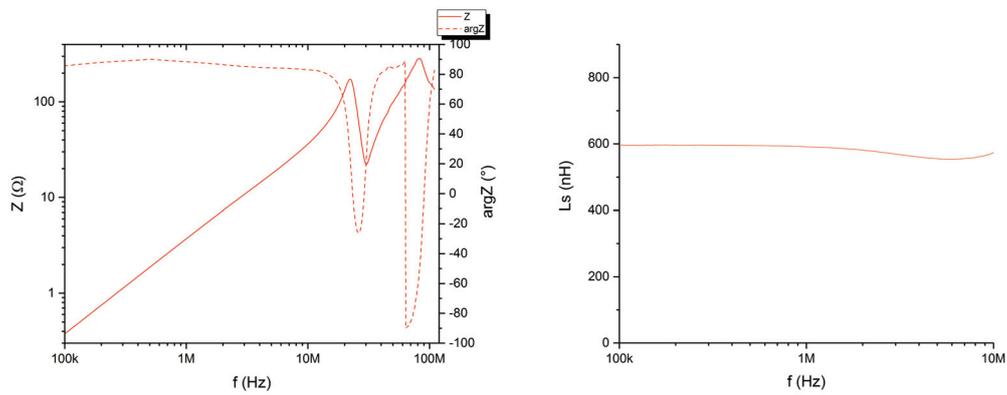
L'enroulement primaire a une inductance propre d'une valeur de 1669 nH (figure 5.19b) à une fréquence de 1 MHz et un comportement inductif jusqu'à une fréquence de 30 MHz (figure 5.19a). L'enroulement secondaire a une inductance propre d'une valeur de 591 nH (figure 5.19d) à une fréquence de 1 MHz et un comportement inductif jusqu'à une fréquence de 20 MHz (figure 5.19c).

#### Capacité d'isolation

La capacité inter-enroulements a une valeur de 92 pF à une fréquence de 1 MHz. Elle présente un comportement capacitif jusqu'à 50 MHz (figure 5.20).

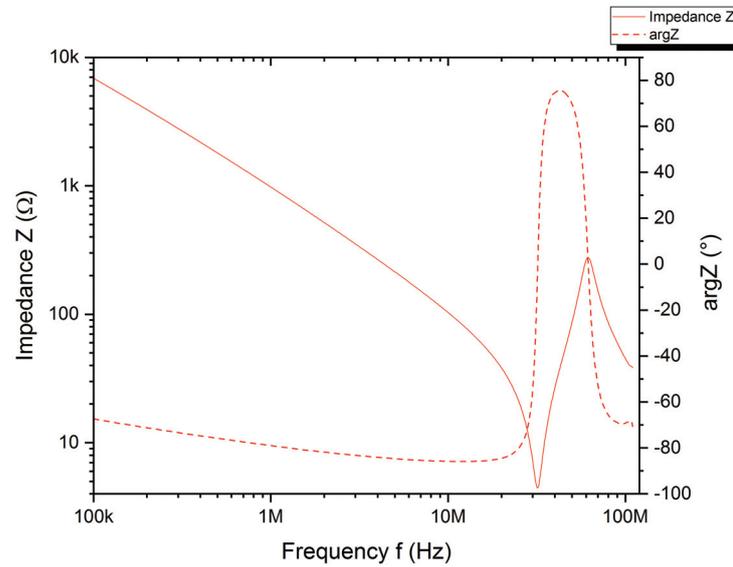


(a) Impédance complexe de l'enroulement primaire  
(b) Inductance propre de l'enroulement primaire

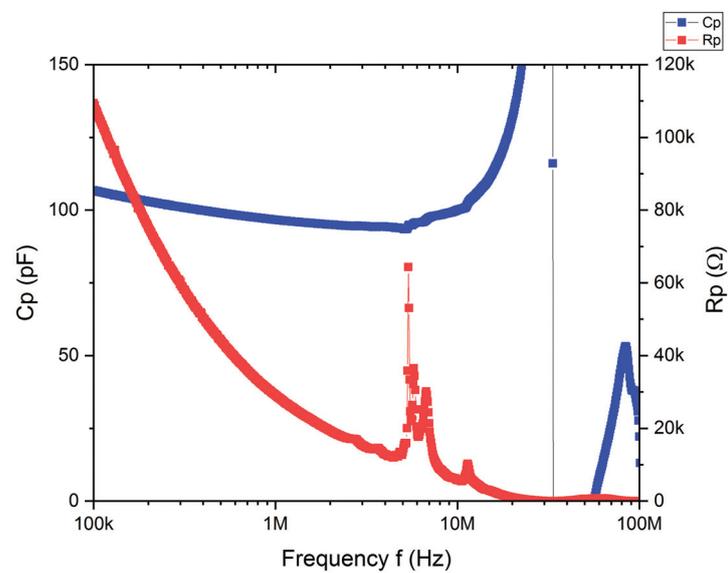


(c) Impédance complexe de l'enroulement secondaire  
(d) Inductance propre de l'enroulement secondaire

FIGURE 5.19 – Impédances et inductances propres des enroulements du transformateur concentrique (TC4)



(a) Impédance complexe



(b) Capacité parasite et résistance de fuite

FIGURE 5.20 – Impédance inter-enroulements du transformateur concentrique (TC4)

## 5.5 Bilan sur les transformateurs réalisés

Plusieurs critères ont été évalués : résistance DC des enroulements, inductances propres des enroulements et capacité d'isolation entre enroulements primaire et secondaire.

### 5.5.1 Résistances DC

La résistance DC d'un enroulement dépend de deux choses :

- Section du conducteur constituant l'enroulement ;
- Longueur du conducteur constituant l'enroulement.

Les valeurs mesurées sont confrontées avec la valeur analytique obtenue d'après la loi de Pouillet pour le calcul d'une résistance en prenant la valeur de la résistivité du cuivre électrodéposé (page 85). Le transformateur entrelacé, noté TE3, a une épaisseur du cuivre de 36  $\mu\text{m}$ . Le transformateur concentrique, noté TC3, a des conducteurs d'une épaisseur de 48  $\mu\text{m}$ .

TABLE 5.2 – Tableau comparatif des résistances DC des transformateurs réalisés

	Valeurs mesurées		Valeurs calculées		Erreur	
	$R_1$ [m $\Omega$ ]	$R_2$ [m $\Omega$ ]	$R_1$ [m $\Omega$ ]	$R_2$ [m $\Omega$ ]	$R_1$	$R_2$
TE3	269	227	259	227	4,01 %	1,30 %
TC3	253	138	263	147	3,91 %	6,19 %

Il existe une erreur maximale entre valeurs analytiques et mesurées inférieures de l'ordre de 6 %. Compte tenu des incertitudes géométriques telles que la hauteur du dépôt constante le long des enroulements et entre enroulements ou la largeur des pistes, les résultats expérimentaux sont cohérents avec la théorie.

### 5.5.2 Inductances propres

Les valeurs mesurées et simulées sont confrontées table 5.3.

TABLE 5.3 – Tableau comparatif des inductances propres des transformateurs réalisés

	Valeurs mesurées		Valeurs simulées		Erreur	
	$L_1$ [nH]	$L_2$ [nH]	$L_1$ [nH]	$L_2$ [nH]	$L_1$	$L_2$
<i>Transformateur entrelacé</i>						
TE3	171	132	174	134	1,72 %	1,49 %
TE4	2423	1535	1376	975	43,2 %	36,5 %
<i>Transformateur concentrique</i>						
TC3	327	109	310	137	5,48 %	20,4 %
TC4	1669	591	2755	1023	65,1 %	73,1 %

Dans le cas de transformateurs réalisés dans le cadre de la thèse, deux cas se présentent. En l'absence de fermeture (capot) du circuit magnétique, les résultats sont cohérents avec les valeurs analytiques et les valeurs obtenues en simulation. Les inductances propres sont de

l'ordre de la centaine de nH. En présence d'un capot, les valeurs mesurées sont inférieures à celles obtenues par calcul analytique ou simulation magnétostatique. Les inductances propres sont de l'ordre du  $\mu\text{H}$  une fois refermé le circuit magnétique. Il est vraisemblable que l'outil de simulation ne soit pas en cause car les résultats obtenus jusqu'alors sont cohérents. La cause de cet écart semble plutôt d'être à la difficulté de maîtriser l'entrefer et l'utilisation d'un capot différent de celui simulé.

### 5.5.3 Capacité d'isolation

Les valeurs mesurées et simulées sont confrontées table 5.4.

TABLE 5.4 – Tableau comparatif de la capacité d'isolation des transformateurs réalisés

	Valeur mesurée [pF]	Valeur simulée [pF]	Erreur
<i>Transformateur entrelacé</i>			
TE3	102	102	<1 %
TE4	104	102	1,96 %
<i>Transformateur concentrique</i>			
TC3	88	88,2	<1 %
TC4	92	88,2	4,31 %

Les transformateurs réalisés présentent une capacité d'isolation de l'ordre de la centaine de pF. La fermeture ou non du circuit magnétique n'a que peu d'influence sur la capacité parasite obtenue. Cette valeur dépend principalement de la surface de cuivre, c'est à dire du nombre de spires, de la largeur des pistes  $w$  et de la distance entre les pistes  $s$ , de la permittivité et de l'épaisseur de l'isolant dans le cas des transformateurs réalisés.

Les valeurs mesurées sont cohérentes avec les valeurs simulées.

### 5.5.4 Conclusion

Les transformateurs réalisés dans le cadre de cette thèse offrent des performances plus intéressantes que les alternatives commerciales actuelles.

Les transformateurs réalisés durant cette thèse peuvent fonctionner à une fréquence de plus d' 1 MHz et remplissent le cahier des charges visé, seules la capacité et la résistance d'isolation sont décevantes.

La capacité d'isolation est environ dix fois supérieure à l'objectif (100 pF contre moins de 10 pF). Sa réduction passe par des solutions décrites par le chapitre 3. La résistance d'isolation est bien plus faible que nécessaire ( $\text{k}\Omega$  contre  $\text{M}\Omega$ ). Le problème semble ici lié à la qualité de l'isolation déposé ; ce n'est pas une limite due à la géométrie de la structure.



## Chapitre 6

# Conclusions et perspectives

Don Quichotte : – On n’a pas bâti  
Rome en un jour

---

*L'ingénieur hidalgo Don Quichotte  
de la Manche*  
Miguel de Cervantès

### 6.1 Conclusion générale

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire constituent une contribution à la conception et à la réalisation de transformateurs intégrés pouvant fonctionner en haute température. Le fonctionnement en haute température impose des contraintes fortes sur le choix des matériaux.

#### Chapitre 2

Le chapitre 2 a dressé un état de l’art des différentes technologies de fabrications des transformateurs : planar, microélectronique, céramiques cofrités à basse température (LTCC) et dépôt de cuivre épais sur ferrite. C’est cette dernière méthode qui a été retenue.

Un transformateur avec circuit magnétique est fait (d’au moins) deux matériaux : le matériau conducteur des enroulements et le matériau magnétique du circuit magnétique. Deux dispositions existent : celle où le matériau magnétique est contenu dans les enroulements et vice-versa (page 17). Différentes géométries sont alors possibles, les enroulements peuvent être sous forme de méandres, de lignes de transmissions, de spirales ou de solénoïdes. Dans le cadre de la thèse, les enroulements ont été en forme de spirale.

Dans le cas où les deux enroulements sont plans, différentes topologies sont envisageables : empilé, entrelacé et concentrique. Ce sont ces deux dernières qui ont été mises en œuvre dans la thèse. Des morphologies d’enroulements dans le cas où le matériau magnétique est contenu dans les enroulements ont aussi été présentées.

Les critères de choix du matériau magnétique sont la perméabilité complexe qui permet de déterminer la perméabilité relative et la fréquence maximale d’utilisation, la température de Curie au-delà de laquelle le matériau perd ses propriétés magnétiques, la permittivité diélectrique du substrat magnétique et sa résistivité électrique qui motive ici l’utilisation d’un

matériau isolant. Le matériau magnétique retenu est un ferrite de type Mn-Zn de nuance 3F45 de chez Ferroxcube et 3F4 pour sa facilité d'approvisionnement dans le cadre des essais.

Un matériau isolant est nécessaire pour assurer l'isolation électrique entre enroulements primaire et secondaire. Les critères de choix sont la température de fonctionnement, la compatibilité avec le procédé existant, la permittivité diélectrique relative, la résistance de fuite, la rigidité diélectrique, l'aptitude à être déposée de manière conforme à la géométrie et le coefficient de dilatation thermique. Les matériaux retenus sont le dioxyde de silicium pour isoler le substrat magnétique et le parylène fluoré pour isoler la surface des enroulements.

### Chapitre 3

La motivation première de la modélisation était d'analyser les caractéristiques d'un transformateur existant.

La modélisation analytique des inductances propres repose sur les formules d'inductances à air proposées dans la thèse de Mohan [Moh99] et l'influence du substrat magnétique est restituée par les travaux de Roshen et Turcotte [RT88] qui ont démontrés le doublement de la valeur de l'inductance propre si le matériau magnétique présente une épaisseur et une perméabilité magnétique suffisantes. La modélisation analytique de la capacité inter-enroulements repose sur l'hypothèse du condensateur plan.

Ensuite, le matériau magnétique est caractérisé de manière à établir sa perméabilité complexe et sa permittivité complexe.

Puis, un tableau présente l'influence de chaque paramètre géométrique sur les inductances propres et les résistances des enroulements, le couplage magnétique et la capacité d'isolation entre enroulements primaire et secondaire.

Enfin, les résultats de simulations magnéto-statiques et électro-statiques par la méthode des éléments finis pour les transformateurs entrelacés et concentriques sont présentés. Différentes configurations sont simulées : enroulements seuls, enroulements déposés sur le substrat magnétique non-isolé, enroulements déposés sur le substrat magnétique isolé et enroulements déposés sur substrat magnétique isolé avec fermeture du circuit magnétique.

### Chapitre 4

Le chapitre 4 présente le procédé technologique, avec des développements spécifiques, tels que l'isolation du substrat magnétique et la fermeture du circuit magnétique mises en œuvre dans le cadre de la thèse.

Il s'agit d'une méthode de fabrication collective de transformateurs sur substrat magnétique isolé. Tout d'abord, il convient de préparer le substrat en le découpant à la taille adaptée et en le polissant avec un fini miroir en vue des dépôts de couches minces. Les couches minces déposées sont une couche de 2  $\mu\text{m}$  de dioxyde de silicium réalisée par dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (fonction d'isolation électrique), une couche de 50 nm de chrome (fonction d'accroche mécanique) et une couche de cuivre (amorce pour l'électrodéposition), toutes deux déposées par évaporation (PVD).

La réalisation de conducteurs épais (de l'ordre de quelques dizaines de micromètres) se fait au moyen d'une croissance électrolytique de cuivre. La réalisation du motif des enroulements du transformateur se fait au moyen d'un film sec photosensible déposé par laminage du film sur le substrat magnétique. Ensuite, un motif est formé dans le film par photolithographie. Une fois le film ouvert, il est possible de procéder à l'électrodéposition des conducteurs.

Après gravure du film et des couches d'amorce, un capot usiné en matériau magnétique en forme de U est placé au-dessus des spires afin de canaliser le flux dans le circuit magnétique.

## Chapitre 5

Les caractérisations présentées chapitre 5 ont permis de valider les modélisations d'inductances propres, de capacité d'isolation entre enroulements primaire et secondaire et de résistances DC des enroulements.

Des transformateurs en céramique coffrités à basse température issus du commerce ont été caractérisés. En dépit des valeurs d'inductances propres de quelques dizaines de  $\mu\text{H}$ , la capacité parasite présente une valeur supérieure aux transformateurs développés dans le cadre de cette thèse et supérieur aux valeurs du cahier des charges.

Des transformateurs à enroulements entrelacés et des transformateurs à enroulements concentriques ont été caractérisés. Toutes les mesures se font au moyen d'une table sous pointes. Dans le cas des transformateurs réalisés sur substrat magnétique isolé, il a été mis en avant une qualité insuffisante du dioxyde de silicium impliquant une fuite entre enroulements primaire et secondaire.

Dans le cas où il y a fermeture du circuit magnétique par un capot, les modélisations analytiques et par la méthode des éléments finis relatives au calcul d'inductances propres restent à perfectionner. La valeur de la capacité entre enroulements primaire et secondaire est semblable au cas sans capot.

## 6.2 Perspectives

Le procédé de dépôt de conducteurs est validé en présence d'une couche d'isolant sur le substrat. Par contre, l'isolant réalisé ne donne pas satisfaction.

Pour remédier à ce défaut d'isolation, il faut procéder à un diagnostic des défauts observés :

- En établissant une relation entre la taille et la densité des défauts et le type de substrat, sa contamination, sa rugosité. En particulier, il faudra comparer avec des couches réalisées sur un substrat en silicium qui est le substrat de référence en microtechnologies.
- En établissant une relation entre la taille et la densité des défauts et l'épaisseur de la couche. Il est possible que les défauts n'apparaissent qu'une fois atteinte une épaisseur critique.

En fonction des constats établis, il peut être envisagé de :

- Améliorer l'adhésion entre le substrat et la couche en :
  - procédant à un nettoyage (par exemple nettoyage de type RCA) ;
  - procédant à un décapage de la surface ;
  - cherchant s'il existe des promoteurs d'adhésion compatibles avec le procédé.
- Améliorer le procédé de dépôt en lui-même, la température du substrat peut elle même avoir un rôle majeur. De plus, un des axes de diminution du stress dans les couches, qui est une cause probable des défauts, est de procéder à un bombardement ionique pendant le dépôt. Pour ce faire, le bâti requiert une configuration spécifique permettant la polarisation électrique du porte-échantillon [MRWD<sup>+</sup>04]. Néanmoins, cet équipement n'est pas disponible dans les salles blanches du laboratoire Ampère ou de l'INL.

L'aspect technologique offre beaucoup de perspectives. A moyen terme, les perspectives les plus intéressantes sont listées ici :

- Une diminution de la capacité d'isolation entre enroulements primaire et secondaire est envisageable s'il est mis en œuvre un matériau isolant dont l'épaisseur est de l'ordre de la dizaine voire quelques dizaines de micromètres ;
- Une amélioration des performances du transformateur passe par la création d'une jambe centrale dans le circuit magnétique ;
- Le procédé permettant de changer de matériau magnétique, l'utilisation d'un matériau magnétique pouvant fonctionner à une fréquence de 10 MHz permettrait de poursuivre la montée en fréquence dans les applications d'électronique de puissance ;
- Une amélioration de la résistance des enroulements est possible en substituant les angles droits par des formes arrondies ;
- Un transformateur dont les enroulements seraient empilés présenteront une forte inductance pour une surface donnée et une capacité d'isolation entre enroulements primaire et secondaire plus faible.

Toutes ces améliorations appellent des modélisations analytiques et par éléments finis pour une analyse plus fine afin d'identifier les phénomènes électromagnétiques en présence et contribuer au dimensionnement des transformateurs.

**Annexe A**

# **Matériaux magnétiques**

TABLE A.1 – Ferrites commercialisés par CMI (1/2)

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{max}$ [Hz]	$\mu''_R (f = 1\text{ MHz})$	Matériau
MN95	275	1000	25	0,5	$2 \times 10^6$	$3 \times 10^6$	–	MnZn
MN98	265	1100	50	0,48	$2 \times 10^6$	$3 \times 10^6$	–	MnZn
MN67	285	1100	2,5	0,525	$2,5 \times 10^6$	$2,1 \times 10^6$	–	MnZn
MN92	275	1200	3,25	0,48	$1,5 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
MN8TC	185	1900	10	–	–	–	–	MnZn
MN80C	230	2050	16	0,49	$2 \times 10^6$	$3,5 \times 10^6$	–	MnZn
MN90	215	2500	40	–	–	–	–	MnZn
MN8CX	195	3100	12	–	–	–	–	MnZn
MN30	170	4300	1,5	–	–	–	–	MnZn
BT100	175	4700	2	–	–	–	–	MnZn
TC6000	104	7500	0,05	–	–	–	–	MnZn
XTC5	170	6000	0,6	–	–	–	–	MnZn
MN60	170	6500	5	–	–	–	–	MnZn
MN100	170	9000	2	–	–	–	–	MnZn
MC25	120	9500	1,49	–	–	–	–	MnZn
MC15K	120	15000	0,1	–	–	–	–	MnZn

TABLE A.2 – Ferrites commercialisés par CMI (1/2)

Référence	$T_C$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega \cdot m$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu_R'' (f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
N40	600	15	$10^8$	0.25	$100 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	–	NiZn
C2075	420	20	$10^7$	0.3	$80 \times 10^6$	$150 \times 10^6$	–	NiZn
XTH2	300	80	$10^6$	0.36	$60 \times 10^6$	$90 \times 10^6$	–	NiZn
C2050	340	100	$10^7$	0.37	$30 \times 10^6$	$70 \times 10^6$	–	NiZn
XCK	400	125	$10^7$	0.25	$30 \times 10^6$	$80 \times 10^6$	–	NiZn
C2025	270	175	$10^8$	0.39	$30 \times 10^6$	$80 \times 10^6$	–	NiZn
CM48	410	190	$10^8$	0.44	$15 \times 10^6$	$50 \times 10^6$	–	NiZn
CM5	280	290	$10^6$	0.31	$30 \times 10^6$	$70 \times 10^6$	–	NiZn
C2010	245	340	$10^5$	0.39	$20 \times 10^6$	$50 \times 10^6$	–	NiZn
CM400	300	400	$10^8$	0.46	$10 \times 10^6$	$25 \times 10^6$	–	NiZn
CMD10	250	625	$10^8$	0.43	$6 \times 10^6$	$20 \times 10^6$	–	NiZn
CN20	185	925	$10^8$	–	–	–	–	NiZn
CN20B	160	1375	$10^6$	–	–	–	–	NiZn
CMD5005	130	2100	$10^8$	–	–	–	–	NiZn

TABLE A.3 – Ferrites commercialisés par DMEGGC (1/2)

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu_R''$ ( $f = 1$ MHz)	Matériau
DMR95	215	3300		0.41			–	MnZn
DMR90	280	2200	6	0.42	$1,3 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
DMR55	250	1800		0.41	$1,8 \times 10^6$	$3 \times 10^6$	–	MnZn
DMR51	290	1100		0.41	–	–	–	MnZn
DMR50	240	1400		0.38	$3,5 \times 10^6$	$5 \times 10^6$	–	MnZn
DMR50B	240	1500		0.41	$3,2 \times 10^6$	$10 \times 10^6$	–	MnZn
DMR47	230	2500	3,5	0.38	$2,3 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
DMR44	215	2400	2	0.4	$900 \times 10^3$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
DMR40	215	2300	6,5	0.39	$1,3 \times 10^6$	$2,1 \times 10^6$	–	MnZn
DMR24	280	2000	8	0.46	$1,6 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
R15K	110	15000	0,05	0.36	$200 \times 10^3$	$3 \times 10^6$	–	MnZn
R12K	110	12000	0,15	0.38	$200 \times 10^3$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
R10K	120	10000	0,15	0.4	$300 \times 10^3$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
R7K	125	7000	0,2	0.42	$400 \times 10^3$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
R5K	140	5000	0,5	0.43	$600 \times 10^3$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
R4K	150	4300	1	0.45	$500 \times 10^3$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
DMR73	160	4200		0.47	$2 \times 10^6$	$3 \times 10^6$	–	MnZn
DMR71	255	3800		0.435	$1 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
DMR70	170	2300		0.31	$3 \times 10^6$	$10 \times 10^6$	–	MnZn
DN200	–	–	–	–	–	–	–	NiZn
DN200L	100	2000	$10^5$	0.3	–	–	–	NiZn

TABLE A.4 – Ferrites commercialisées par DMEGC (2/2)

Référence	$T_C$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{\text{SAT}}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{\text{MAX}}$ [Hz]	$\mu''_R(f = 1\text{MHz})$	Matériau
DN160L	120	1600	$10^5$	0.32	-	-	-	NiZn
DN150H	100	1500	$10^5$	0.31	-	-	-	NiZn
DN120L	160	1200	$10^5$	0.375	-	-	-	NiZn
DN100H	130	1000	$10^5$	0.33	$8 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	-	NiZn
DN85H	140	850	$10^5$	0.35	$5 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	-	NiZn
DN80L	180	800	$10^5$	0.4	-	-	-	NiZn
DN80H	160	800	$10^5$	0.38	-	-	-	NiZn
DN65H	150	650	$10^5$	0.33	$8 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	-	NiZn
DN50L	240	500	$10^5$	0.46	-	-	-	NiZn
DN50B	220	500	$10^5$	0.44	-	-	-	NiZn
DN40L	250	400	$10^5$	0.48	-	-	-	NiZn
DN40B	240	400	$10^5$	0.46	-	-	-	NiZn
DN35H	230	350	$10^5$	0.43	$20 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	-	NiZn
DN30L	250	300	$10^5$	0.48	-	-	-	NiZn
DN30B	260	300	$10^5$	0.48	-	-	-	NiZn
DN25H	230	250	$10^5$	0.41	-	-	-	NiZn
DN10H	250	100	$10^5$	0.41	$90 \times 10^6$	$1 \times 10^9$	-	NiZn
DN8H	250	80	$10^5$	0.36	$90 \times 10^6$	$1 \times 10^9$	-	NiZn
DN5H	300	50	$10^5$	0.37	-	-	-	NiZn
DM65	100	650	$10^5$	0.25	-	-	-	NiZn

TABLE A.5 – Ferrites commercialisés par EPCOS

Référence	$T_C$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{\text{SAT}}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{\text{MAX}}$ [Hz]	$\mu_R''(f = 1\text{MHz})$	Matériau
K1	400	80	$10^5$	0,28	$200 \times 10^6$	$400 \times 10^6$	-	NiZn
N27	220	2000	3	0,41	$2 \times 10^6$	$400 \times 10^6$	-	MnZn
N41	220	2800	2	0,39	$1,2 \times 10^6$	$200 \times 10^6$	-	MnZn
N45	255	3800	11	0,435	$1 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	-	MnZn
N49	240	1500	17	0,4	$2 \times 10^6$	$4 \times 10^6$	-	MnZn
N51	220	3000	6	0,38	$1 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	-	MnZn
N88	220	1900	10	0,34	$1,2 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	-	MnZn
N92	280	1500	8	0,44	$1,2 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	-	MnZn
N97	230	2300	8	0,41	$1,1 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	-	MnZn
PC47	230	2500	4	0,42	$1,1 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	-	MnZn

TABLE A.6 – Ferrites commercialisés par Fair Rite

Référence	$T_C$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\cdot\text{m}$ ]	$B_{\text{SAT}}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{\text{MAX}}$ [Hz]	$\mu_R''(f = 1\text{ MHz})$	Matériau
31	130	1500	30	0,34	$3 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	–	MnZn
33	150	600	1	0,28	$4 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	–	MnZn
43	130	800	$10^3$	0,29	$10 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	–	NiZn
44	160	800	$10^6$	0,3	$16 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	–	NiZn
46	140	500	$10^6$	0,3	$7 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	–	MgZn
51	170	350	$10^7$	0,32	$20 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	–	NiZn
52	250	250	$10^7$	0,42	$20 \times 10^6$	$1 \times 10^9$	–	NiZn
61	300	125	$10^6$	0,235	$40 \times 10^6$	$1 \times 10^9$	–	NiZn
67	475	40	$10^5$	0,23	$150 \times 10^6$	$1 \times 10^9$	–	NiZn
68	500	16	$10^5$	0,27	$400 \times 10^6$	$1 \times 10^9$	–	NiZn
73	160	2500	1	0,39	$4 \times 10^6$	$100 \times 10^6$	–	MnZn
75	140	5000	3	0,43	$700 \times 10^3$	$10 \times 10^6$	–	MnZn
76	120	10000	0,5	0,4	$200 \times 10^3$	$1 \times 10^6$	–	MnZn
77	200	2000	1	0,49	$1,5 \times 10^6$	$10 \times 10^6$	–	MnZn
78	200	2300	2	0,48	$2 \times 10^6$	$10 \times 10^6$	–	MnZn
79	225	1400	2	0,47	$3 \times 10^6$	$10 \times 10^6$	–	MnZn
95	220	3000	2	0,5	$1 \times 10^6$	$10 \times 10^6$	–	MnZn
97	220	2000	2	0,5	$1,2 \times 10^6$	$10 \times 10^6$	–	MnZn
98	215	2400	2	0,5	$1 \times 10^6$	$10 \times 10^6$	–	MnZn

TABLE A.7 – Ferrites commercialisés par Ferroxcube

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_r$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{\text{SAT}}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{\text{MAX}}$ [Hz]	$\mu_r''(f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
3F35	240	1500	10	0.42	$3 \times 10^6$	$20 \times 10^6$	–	MnZn
3F4	220	900	10	0.35	$6 \times 10^6$	$20 \times 10^6$	–	MnZn
3F45	300	900	10	0.37	$6 \times 10^6$	$20 \times 10^6$	–	MnZn
3F46	280	750	5	–	–	–	–	
3F5	300	650	10	0.34	$7 \times 10^6$	$20 \times 10^6$	–	MnZn
4E1	500	15	$10^5$	0.21	$30 \times 10^6$	$1 \times 10^9$	–	NiZn
4F1	260	80	$10^5$	0.26	$50 \times 10^6$	$200 \times 10^6$	–	NiZn

TABLE A.8 – Ferrites commercialisés par Kaschke

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega \cdot m$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu''_R (f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
K14	500	14	$10^5$	0,36	$500 \times 10^6$	$1 \times 10^9$	-	NiZn
K40	450	40	$10^5$	0,37			-	NiZn
K41	400	45	$10^5$	0,37	$100 \times 10^6$	$400 \times 10^6$	-	NiZn
K80	400	80	$10^5$	0,38	$27 \times 10^6$		-	NiZn
K250	335	200	$10^5$	0,34	$15 \times 10^6$	$30 \times 10^6$	-	NiZn
K251	335	250	$10^5$	0,31	$20 \times 10^6$	$30 \times 10^6$	-	NiZn
K800	135	800	$10^4$	0,37	$4,5 \times 10^6$	$10 \times 10^6$	-	NiZn
K801	170	800	$10^4$	0,37	$10 \times 10^3$	$10 \times 10^6$	-	NiZn
K300	210	300	1	0,475	$9 \times 10^6$	$20 \times 10^6$	-	MinZn
K600	210	600	1	0,475		$1 \times 10^{60}$	-	MinZn
K2001	200	1400	1	0,48	$6 \times 10^6$	$7 \times 10^6$	-	MinZn
K2004	200	2000	1	0,455	$1,1 \times 10^6$	$4 \times 10^6$	-	MinZn
K2005	170	2700	1	0,38	$1 \times 10^6$	$4 \times 10^6$	-	MinZn
K2006	200	2100	1	0,49	$3 \times 10^6$	$4 \times 10^6$	-	MinZn
K2008	200	2300	1	0,5	$2 \times 10^6$	$4 \times 10^6$	-	MinZn
K2024	270	1700	1	0,55	$1,7 \times 10^6$	$4 \times 10^6$	-	MinZn
K2500	220	2500	1	0,49		$3 \times 10^6$	-	MinZn
K4000	130	4000	0,1	0,38	$700 \times 10^3$	$2 \times 10^6$	-	MinZn
K5500	130	5000	0,1	0,35	$900 \times 10^3$	$3 \times 10^6$	-	MinZn
K6000	130	6000	0,1	0,37	$700 \times 10^3$	$5 \times 10^6$	-	MinZn
K10000	125	10000	0,05	0,35	$250 \times 10^3$	-	-	MinZn
K15000	125	15000	0,05	0,35	$250 \times 10^3$	$1 \times 10^6$	-	MinZn

TABLE A.9 – Ferrites commercialisés par Kolektor

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu''_R (f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
2E	300	13	$10^4$	0,13	$200 \times 10^6$	–	–	NiZn
1E	300	25	$10^5$	0,12	$60 \times 10^6$	$80 \times 10^6$	–	NiZn
1F	300	80	$10^4$	0,3	$80 \times 10^6$	$200 \times 10^6$	–	NiZn
3F	350	125	$10^4$	0,3	–	–	–	NiZn
2C	200	300	$10^4$	0,3	$12 \times 10^6$	–	–	NiZn
1C	130	900	$10^3$	0,3	$15 \times 10^6$	–	–	NiZn
4C	100	2000	–	–	–	–	–	NiZn
10G	200	750	5	0,18	$5 \times 10^6$	–	–	MnZn
16G	150	2200	6	0,39	$1,4 \times 10^6$	–	–	MnZn
26G	150	2200	7	0,39	$1,4 \times 10^6$	–	–	MnZn
19G	150	4300	0,3	0,39	$1 \times 10^6$	–	–	MnZn
22G	130	6000	0,2	0,38	$650 \times 10^3$	–	–	MnZn
22GN	130	6000	0,2	–	–	–	–	MnZn
23G	160	6000	0,2	0,38	$500 \times 10^3$	$1,5 \times 10^6$	–	MnZn
42G	130	8000	0,2	0,38	$500 \times 10^3$	–	–	MnZn
12G	130	10000	0,1	0,39	$290 \times 10^3$	–	–	MnZn
32G	120	12000	0,1	0,28	$280 \times 10^3$	–	–	MnZn
52G	120	15000	0,1	–	–	–	–	MnZn
15G	200	2000	3	0,38	$400 \times 10^3$	$3 \times 10^6$	–	MnZn
27G	220	3600	7	0,42	$1 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	–	MnZn
35G	200	2200	7	0,38	$1 \times 10^6$	–	–	MnZn
45G	200	2300	7	0,38	$1,1 \times 10^6$	–	–	MnZn
55G	230	1800	7	0,415	$1,1 \times 10^6$	–	–	MnZn
65G	230	2200	7	0,415	$1,4 \times 10^6$	–	–	MnZn
75G	240	1300	7	0,38	$2,2 \times 10^6$	–	–	MnZn
76G	260	1300	7	–	–	–	–	MnZn
85G	260	1500	7	–	–	–	–	MnZn

TABLE A.10 – Ferrites commercialisés par Magnetics

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega \cdot m$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu''_R (f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
C	200	900	2	0,48	-	-	-	MnZn
E	160	2000	2	0,36	-	-	-	MnZn
F	210	3000	5	0,47	-	-	-	MnZn
J	145	5000	0,5	0,43	-	-	-	MnZn
L	300	900	10	0,42	-	-	-	MnZn
P	210	2500	5	0,47	-	-	-	MnZn
R	210	2300	5	0,47	-	-	-	MnZn
T	220	3000	5	0,53	-	-	-	MnZn
V	170	2300	1	0,44	-	-	-	MnZn
W	135	10000	0,1	0,39	-	-	-	MnZn

TABLE A.11 – Ferrites commercialisés par MMG (1/3)

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{max}$ [Hz]	$\mu_R''(f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
FTF	120	15000	0,15	0,4	$600 \times 10^3$	–	–	–
F39	125	10000	1	0,38	$300 \times 10^3$	–	–	–
FKAF	120	10000	0,01	0,39	$300 \times 10^3$	–	–	–
FTA	130	10000	0,01	0,42	$300 \times 10^3$	–	–	–
FTAX	130	10000	0,45	0,42	$300 \times 10^3$	–	–	–
FT7	130	7500	0,01	0,42	$600 \times 10^3$	–	–	–
F10	130	6000	0,5	0,38	$700 \times 10^3$	–	–	–
FT6	140	6000	0,2	0,43	$500 \times 10^3$	–	–	–
F65	150	4400	0,2	0,35	–	–	–	–
F82	160	5000	0,2	0,46	$800 \times 10^3$	–	–	–
F82BX	200	5000	1	0,47	$900 \times 10^3$	–	–	–
F82BXH	200	5000	1	0,47	–	–	–	–
F82F	200	5000	1	0,46	$800 \times 10^3$	–	–	–
F9C	160	5000	0,5	0,46	$800 \times 10^3$	–	–	–
F81	150	4400	0,2	0,38	$700 \times 10^3$	–	–	–
F9	130	4400	0,5	0,38	$700 \times 10^3$	–	–	–
FTX	–	4400	–	–	–	–	–	–
F9N	100	4000	1	0,41	$400 \times 10^3$	–	–	–
F72	–	3500	–	–	–	–	–	–
F5C	–	3500	–	–	–	–	–	–
FB3	180	2700	1	0,33	$1 \times 10^6$	–	–	–

TABLE A.12 – Ferrites commercialisés par MMG (2/3)

Référence	$T_C$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu''_R (f = 1\text{MHz})$	Matériau
F44A	-	-	-	-	-	-	-	-
F48	220	2300	1	0,38	$1,3 \times 10^6$	-	-	-
F5A	200	2300	1	0,35	$1 \times 10^6$	-	-	-
F9Q	140	2300	0,2	0,35	$800 \times 10^3$	-	-	-
P11	150	2250	1	0,38	$2 \times 10^6$	-	-	-
F45	230	2000	1	0,38	$1,1 \times 10^6$	-	-	-
F5	-	2000	-	-	-	-	-	-
FB2	200	2000	1	0,35	$1,1 \times 10^6$	-	-	-
P12	150	2000	1	0,38	$2,1 \times 10^6$	-	-	-
F44	230	1900	1	0,4	$1 \times 10^6$	-	-	-
F47	200	1800	1	0,35	$2 \times 10^6$	-	-	-
F6	-	1800	-	-	-	-	-	-
W10	-	1800	-	-	-	-	-	-
F61	-	1500	-	-	-	-	-	-
FF1	95	1500	$5 \times 10^4$	0,23	$4 \times 10^6$	-	-	-
FF1G	110	1500	$10^5$	0,33	$3,1 \times 10^6$	-	-	-
F53	115	1050	1	0,21	$5 \times 10^6$	-	-	-
F19	120	1000	$10^2$	0,26	$4 \times 10^6$	-	-	-
F49	290	1000	1	0,48	-	-	-	-
F52	115	850	1	0,21	$4 \times 10^6$	-	-	-
F52J	160	850	$10^3$	0,35	$4 \times 10^6$	-	-	-

TABLE A.13 – Ferrites commercialisées par MMG (3/3)

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{max}$ [Hz]	$\mu_R''(f = 1\text{ MHz})$	Matériau
F58	200	750	1	0,4	$5 \times 10^6$	-	-	-
F59	-	700	-	-	-	-	-	-
F13	-	650	-	-	-	-	-	-
F26	-	420	-	-	-	-	-	-
FA1	145	370	$10^6$	0,31	$20 \times 10^6$	-	-	-
F302	240	350	$10^3$	0,35	$10 \times 10^6$	-	-	-
F15	-	-	-	-	-	-	-	-
F14	140	220	$10^6$	0,35	$30 \times 10^6$	-	-	-
F01H	380	125	$10^5$	0,315	$30 \times 10^6$	-	-	-
F16	270	125	$10^3$	0,34	$40 \times 10^6$	-	-	-
F01	300	120	$10^5$	0,28	$30 \times 10^6$	-	-	-
FX1	-	-	-	-	-	-	-	-
F25	450	50	$10^3$	-	$140 \times 10^6$	-	-	-
F21	300	40	$10^4$	0,24	$1,4 \times 10^9$	-	-	-
F21C	450	40	$10^4$	0,24	$1,3 \times 10^9$	-	-	-
F28	500	30	$10^3$	-	$300 \times 10^6$	-	-	-
F31	400	15	$10^2$	0,22	$400 \times 10^6$	-	-	-
F29	500	12	$10^3$	-	$300 \times 10^6$	-	-	-
FXQ	-	-	-	-	-	-	-	-

TABLE A.14 – Ferrites commercialisés par Nicera

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega$ .m]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu''_R(f = 1\text{MHz})$	Matériau
5M	230	1400	23	0,34	$2,2 \times 10^6$	$5 \times 10^6$	MinZn	
2M	230	2000	13	0,38	$2 \times 10^6$	$5 \times 10^6$	MinZn	
NC-2H	230	2300	8	0,37	$1,7 \times 10^6$	$3 \times 10^6$	MinZn	
2HM5	240	2300	4	0,41	$1 \times 10^6$	$1,3 \times 10^6$	MinZn	
2HM4	250	2500	4	0,385	$1 \times 10^6$	$2 \times 10^6$	MinZn	
NC-1L	210	3000	3	0,35	$1,6 \times 10^6$	$10 \times 10^6$	MinZn	
NC-4Y	210	4000	1	0,36	$1,2 \times 10^6$	$4 \times 10^6$	MinZn	
NC-5Y	150	5500	0,2	0,28	$400 \times 10^3$	$2 \times 10^6$	MinZn	
NC-7	135	7000	0,01	0,335	$400 \times 10^3$	$3 \times 10^6$	MinZn	
NC-10H	130	10000	0,05	0,3	$200 \times 10^3$	$1 \times 10^6$	MinZn	
12H	120	12000	0,15	0,22	$200 \times 10^3$	$1 \times 10^6$	MinZn	
15H	120	15000	0,15	0,22	$150 \times 10^3$	$1 \times 10^6$	MinZn	
10TB	100	10000	0,23	0,24	$400 \times 10^3$	$1,2 \times 10^6$	MinZn	
WT-10	105	9000	0,23	0,235	$220 \times 10^3$	$1 \times 10^6$	MinZn	
BM18	260	2700	7	0,43	$1,5 \times 10^6$	$3 \times 10^6$	MinZn	
BM25	250	2450	7	0,42	$1,5 \times 10^6$	$3 \times 10^6$	MinZn	
BM27	240	2000	7	0,43	$1,8 \times 10^6$	$3 \times 10^6$	MinZn	
BM29	280	1600	7 a	0,44	$2 \times 10^6$	$2,3 \times 10^6$	MinZn	
BM30	300	1800	6,5	0,45	-	-	-	
3H	240	3300	5	0,415	$1,2 \times 10^6$	$2,1 \times 10^6$	MinZn	
3B	250	3200	8	0,42	$1,6 \times 10^6$	$2,2 \times 10^6$	MinZn	
4B	135	4500	1,5	0,235	$1 \times 10^6$	$2,2 \times 10^6$	MinZn	

TABLE A.15 – Ferrites commercialisés par Samwha (1/2)

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu''_R$ ( $f = 1$ MHz)	Matériau
PL-5	220	2400	6	0,5	$1,1 \times 10^6$	-	-	MnZn
PL-7	220	2400	5	0,49	$1,1 \times 10^6$	-	-	MnZn
PL-9	220	3000	7	0,5	$1,1 \times 10^6$	-	-	MnZn
PL-11	220	2500	5	0,51	$1,1 \times 10^6$	-	-	MnZn
PL-13L	220	2500	5	0,51	$1,1 \times 10^6$	-	-	MnZn
PL-13	220	3200	7	0,52	$1,1 \times 10^6$	-	-	MnZn
PL-15	230	2500	5	0,53	$1,1 \times 10^6$	-	-	MnZn
PL-HB	250	2100	7	0,53	$1,1 \times 10^6$	-	-	MnZn
PL-F1	240	1400	15	0,49	$1,1 \times 10^6$	-	-	MnZn
PL-F2	240	1000	25	0,48	$3 \times 10^6$	-	-	MnZn
SM-50	150	5000	1,5	0,44	$1 \times 10^6$	-	-	MnZn
SM-60	130	6000	1	0,43	$800 \times 10^3$	-	-	MnZn
SM-70S	130	7500	0,5	0,43	$600 \times 10^3$	-	-	MnZn
SM-100	120	10000	0,2	0,41	$400 \times 10^3$	-	-	MnZn
SM-120	115	12000	0,2	0,39	$300 \times 10^3$	-	-	MnZn
SM-150	100	15000	0,15	0,36	$200 \times 10^3$	-	-	MnZn
SM-8T	250	800	3	0,48	$3 \times 10^6$	-	-	MnZn
SM-23T	170	2300	7	0,46	$1 \times 10^6$	-	-	MnZn
SM-35T	160	3500	5	0,45	$900 \times 10^3$	-	-	MnZn
SM-43T	160	4300	5	0,45	$800 \times 10^3$	-	-	MnZn
ST-30B	240	3000	5	0,53	$1 \times 10^6$	-	-	MnZn

TABLE A.16 – Ferrites commercialisés par Samwha (2/2)

Référence	$T_C$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu''_R (f = 1\text{ MHz})$	Matériau
ST-40B	260	4300	7	0,55	$900 \times 10^3$	-	-	MnZn
MC-1SD	400	70	$10^7$	0,25	$20 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-01T	300	90	$10^7$	0,3	$30 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-02HT	300	250	$10^7$	0,38	$9 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-03HT	220	280	$10^7$	0,36	$7 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-03BH	230	350	$10^7$	0,4	$7 \times 10^6$	-	-	NiZn
L-81	170	350	$10^7$	0,33	$6 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-04L	240	400	$2 \times 10^6$	0,46	$6 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-06HT	220	600	$10^7$	0,36	$6 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-065	140	650	$10^7$	0,3	$4,3 \times 10^6$	-	-	NiZn
T-314	120	1000	$10^6$	0,3	$3 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-08L	190	800	$200 \times 10^3$	0,38	$4 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-10HT	160	1100	$200 \times 10^3$	0,34	$3 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-12L	150	1200	$200 \times 10^3$	0,35	$3 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-01A	300	100	$10^7$	0,38	$12 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-16A	130	1600	$10^7$	0,3	$3 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-20	100	2000	$10^7$	0,26	$16 \times 10^6$	-	-	NiZn
L-82	120	350	$10^7$	0,22	$6 \times 10^6$	-	-	NiZn
SN-201	130	500	$10^7$	0,23	$4 \times 10^6$	-	-	NiZn
SY-08N	110	700	$10^6$	0,24	$3 \times 10^6$	-	-	NiZn
SY-08C	80	1100	$10^6$	0,22	$2 \times 10^6$	-	-	NiZn

TABLE A.17 – Ferrites commercialisés par Sumida

Référence	$T_C$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{\text{sat}}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{\text{max}}$ [Hz]	$\mu''_R(f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
Fi 415	130	15000	–	0,235	$110 \times 10^3$	–	–	MnZn
Fi 412	125	12000	–	0,235	$110 \times 10^3$	–	–	MnZn
Fi 410	135	10000	–	0,22	$120 \times 10^3$	–	–	MnZn
Fi 360	150	6000	–	0,255	$210 \times 10^3$	–	–	MnZn
Fi 340	130	4300	–	0,235	$500 \times 10^3$	–	–	MnZn
Fi 395	220	2700	–	0,33	$1,3 \times 10^6$	–	–	MnZn
Fi 335	230	2000	–	0,35	$1,3 \times 10^6$	–	–	MnZn
Fi 329	275	1500	–	0,4	$700 \times 10^3$	–	–	MnZn
Fi 328	260	1800	–	0,37	$1 \times 10^6$	–	–	MnZn
Fi 327	240	1200	–	0,3	$3 \times 10^6$	–	–	MnZn
Fi 326	250	1500	–	0,31	$1 \times 10^6$	–	–	MnZn
Fi 325	230	1800	–	0,34	$1 \times 10^6$	–	–	MnZn
Fi 324	230	2300	–	0,34	$900 \times 10^3$	–	–	MnZn
Fi 292	140	900	–	0,34	$700 \times 10^3$	$100 \times 10^6$	–	NiZn
Fi 262	290	650	–	0,48	$5 \times 10^6$	–	–	MnZn
Fi 248	240	440	–	0,37	$13 \times 10^6$	–	–	MnZn
Fi 242	230	400	–	0,3	$11 \times 10^6$	–	–	NiZn
Fi 221	330	250	–	0,33	$20 \times 10^6$	–	–	NiZn
Fi 215	390	150	–	0,325	$50 \times 10^6$	–	–	NiZn
Fi 150	430	100	–	0,3	$170 \times 10^6$	–	–	NiZn
Fi 130	500	30	–	0,27	300	–	–	NiZn
Fi 110	580	12	–	0,24	$1 \times 10^9$	–	–	NiZn

TABLE A.18 – Ferrites commercialisés par TDG

Référence	$T_C$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega$ m]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu''_R (f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
TN41H	230	400	$10^6$	0,43	$10 \times 10^6$	-	-	
TP5B	265	1200	9	0,41	-	-	MnZn	
TN120L	160	1200	$10^6$	0,36	$3 \times 10^6$	$9 \times 10^6$	NiZn	
TN140L	145	1400	$10^6$	0,35	$3 \times 10^6$	$6 \times 10^6$	NiZn	
TN160L	160	1200	$10^6$	0,36	$3 \times 10^6$	$5 \times 10^6$	NiZn	
TP4D	220	2500	4	0,41	-	-	MnZn	
TP4G	260	2000	4	0,43	-	-	MnZn	
TLD5	120	5000	-	0,38	-	-	-	
TPW33	220	3300	-	0,41	-	-	-	

TABLE A.19 – Ferrites commercialisés par Toda Isu

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu''_R (f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
HM1A	170	3500	2	0,35	$1,2 \times 10^6$	–	MnZn	
HM2A	140	5500	1	0,42	$800 \times 10^3$	–	MnZn	
HM3A	135	7000	0,5	0,43	$1 \times 10^6$	–	MnZn	
HM5A	125	10000	0,13	0,41	$1 \times 10^6$	–	MnZn	
HM6A	120	12000	0,1	0,4	$700 \times 10^3$	–	MnZn	
HM7	115	15000	0,1	0,38	$500 \times 10^3$	–	MnZn	
BM30	240	3500	8	0,42	$1 \times 10^6$	–	MnZn	
PM7	210	2400	7	0,39	$1 \times 10^6$	–	MnZn	
PM11	230	2400	7	0,42	$1,4 \times 10^6$	–	MnZn	
PM12	210	3200	7	0,42	$1,1 \times 10^6$	–	MnZn	
PM12L	210	2800	7	0,425	$25 \times 10^6$	–	MnZn	
PM15	240	2500	7	0,42	$1,7 \times 10^6$	–	MnZn	
PM15H	240	2300	7	0,42	$1,7 \times 10^6$	–	MnZn	
BM14	290	1600	6	0,44	$1,4 \times 10^6$	–	MnZn	
BM20	310	2000	7	0,47	$1,1 \times 10^6$	–	MnZn	
FM4	210	2000	7	0,37	$2 \times 10^6$	–	MnZn	
FM10	290	1300	12	0,43	$3 \times 10^6$	–	MnZn	
QM23	200	2300	4	0,29	$2 \times 10^6$	–	MnZn	

TABLE A.20 – Ferrites commercialisés par Tokin

Référence	$T_C$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega \cdot m$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu''_R(f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
BH1	220	2300	-	0,41	-	-	-	MnZn
BH2	220	2300	-	0,4	-	-	-	MnZn
BH3	260	1800	-	0,44	-	-	-	MnZn
BH5	220	2300	-	0,41	-	-	-	MnZn
BH7	350	1600	-	0,49	-	-	-	MnZn
B40	240	1500	-	0,43	-	-	-	MnZn
5H	130	5000	-	0,46	-	-	-	MnZn
7H	130	7000	-	0,46	-	-	-	MnZn
10H	120	10000	-	0,43	-	-	-	MnZn
12H	125	12000	-	0,42	-	-	-	MnZn
15H	120	15000	-	0,43	-	-	-	MnZn

TABLE A.21 – Ferrites commercialisés par Tomita (1/2)

Référence	$T_c$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$B_{\text{sat}}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{\text{max}}$ [Hz]	$\mu''_R (f = 1 \text{ MHz})$	Matériau
2H1T	125	16000	6,59	0,200	$80 \times 10^3$	–	–	MnZn
2H1	105	15000	0,06	0,350	–	–	–	MnZn
2H2B	125	12000	0,68	0,375	–	–	–	MnZn
2E2D	120	10000	5,5	0,380	$40 \times 10^3$	–	–	MnZn
2H2C	105	10000	2,8	0,390	$110 \times 10^3$	–	–	MnZn
2H2A	105	10000	1,1	0,370	–	–	–	MnZn
2G1	135	7000	0,02	0,410	–	–	–	MnZn
2G4	160	5300	1,3	0,460	–	–	–	MnZn
2G4B	160	5200	2,38	0,425	–	–	–	MnZn
2H4G	185	4000	2,3	0,427	–	–	–	MnZn
2H5	170	3700	2,2	0,410	–	–	–	MnZn
2N7	250	3500	18	0,410	$700 \times 10^3$	–	–	MnZn
2N8	250	3200	17,1	0,420	$700 \times 10^3$	–	–	MnZn
2N3	300	3000	0,071	0,550	–	–	–	MnZn
2N2	260	2800	6,59	0,535	$800 \times 10^3$	–	–	MnZn
2N4	260	2600	8,5	0,520	$700 \times 10^3$	–	–	MnZn
2G8	200	2300	13	0,520	$600 \times 10^3$	–	–	MnZn
2N6	285	2300	8,07	0,550	$900 \times 10^3$	–	–	MnZn
2N5	260	1900	11	0,460	–	–	–	MnZn
2H8	250	1700	11	0,500	$600 \times 10^3$	–	–	MnZn

TABLE A.22 – Ferrites commercialisés par Tomita (2/2)

Référence	$T_C$ [°C]	$\mu_R$	$\rho$ [ $\Omega\cdot\text{m}$ ]	$B_{SAT}$ [T]	$f_R$ [Hz]	$f_{MAX}$ [Hz]	$\mu_R''(f = 1\text{ MHz})$	Matériau
2N9	250	1500	11,2	0,355	$700 \times 10^3$	-	-	MnZn
2H6	200	800	2,3	0,490	-	-	MnZn	
3A7	100	2000	$10^4$	0,280	-	-	NiZn	
3A8	135	1500	$10^3$	0,310	-	-	NiZn	
3A6	110	1400	$10^6$	0,300	-	-	NiZn	
2K	150	1100	$10^4$	0,370	-	-	NiZn	
3A4	130	800	$10^6$	0,350	-	-	NiZn	
3N7	180	650	$10^6$	0,360	$5 \times 10^6$	-	-	NiZn
3A5	160	630	$10^6$	0,350	-	-	-	NiZn
3K	250	600	$10^2$	0,450	-	-	-	NiZn
4D4M	180	450	$10^6$	0,320	$2 \times 10^6$	-	-	NiZn
4A3	150	400	$10^6$	0,290	-	-	-	NiZn
4D4	185	400	$10^6$	0,350	-	-	-	NiZn
3N3	270	340	$10^6$	0,410	$6 \times 10^6$	-	-	NiZn
D12A	240	260	$10^6$	0,370	-	-	-	NiZn
5K	250	250	$10^4$	0,490	-	-	-	NiZn
5B3	250	120	$10^3$	0,300	-	-	-	NiZn
6D8	250	73	$10^6$	0,290	-	-	NiZn	
6B2	250	30	$10^6$	0,350	-	-	-	NiZn
7B2	250	13	$10^3$	0,240	-	-	-	NiZn



## **Annexe B**

# **Matériaux Ferrocube**

Material specification

3F4

3F4 SPECIFICATIONS

A high frequency power material for use in power and general purpose transformers at frequencies of 1 - 2 MHz.

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$\mu_i$	25 °C; $\leq 10$ kHz; 0.25 mT	900 $\pm 20\%$	
$\mu_a$	100 °C; 25 kHz; 200 mT	$\approx 1700$	
B	25 °C; 10 kHz; 1200 A/m 100 °C; 10 kHz; 1200 A/m	$\approx 410$ $\approx 350$	mT
$P_V$	100 °C; 1 MHz; 30 mT 100 °C; 3 MHz; 10 mT	$\approx 130$ $\approx 220$	kW/m <sup>3</sup>
$\rho$	DC; 25 °C	$\approx 10$	$\Omega\text{m}$
$T_C$		$\geq 220$	°C
density		$\approx 4700$	kg/m <sup>3</sup>

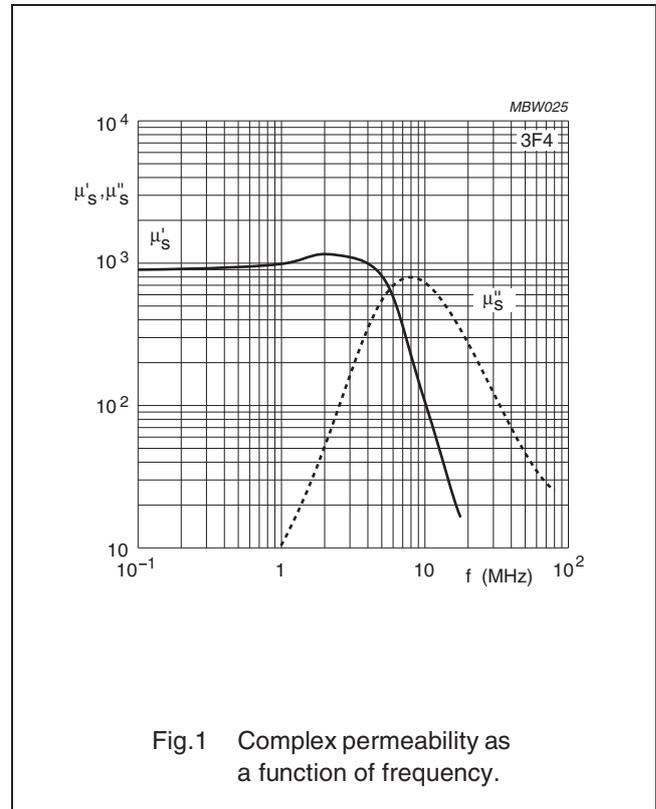


Fig.1 Complex permeability as a function of frequency.

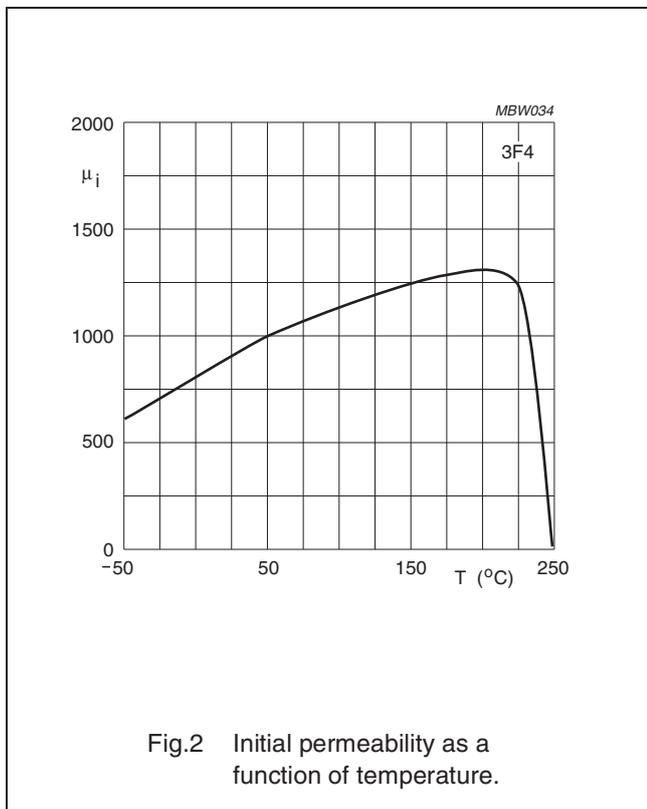


Fig.2 Initial permeability as a function of temperature.

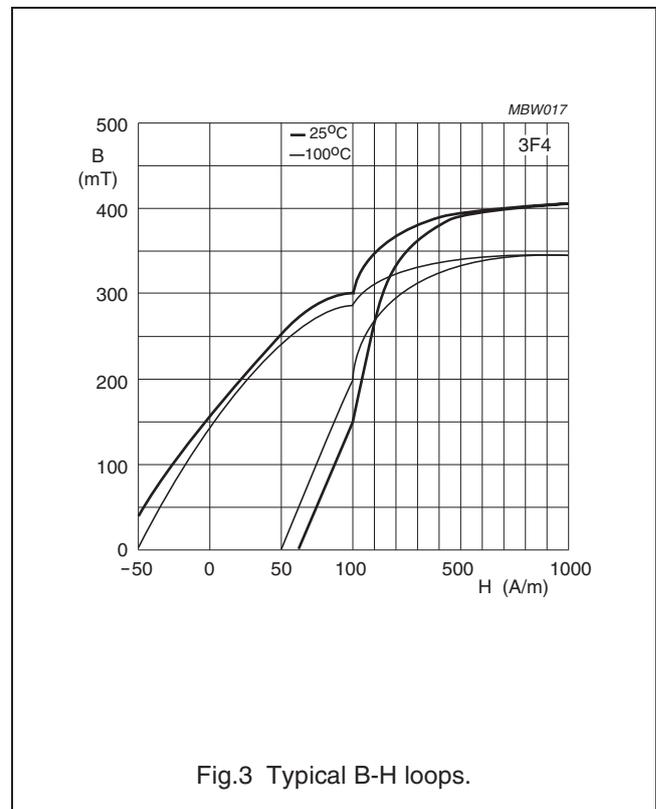
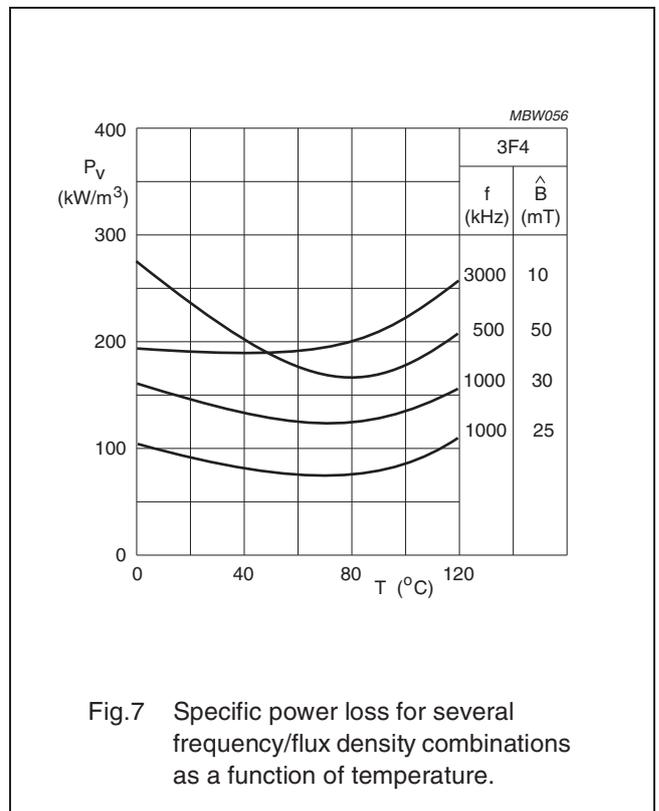
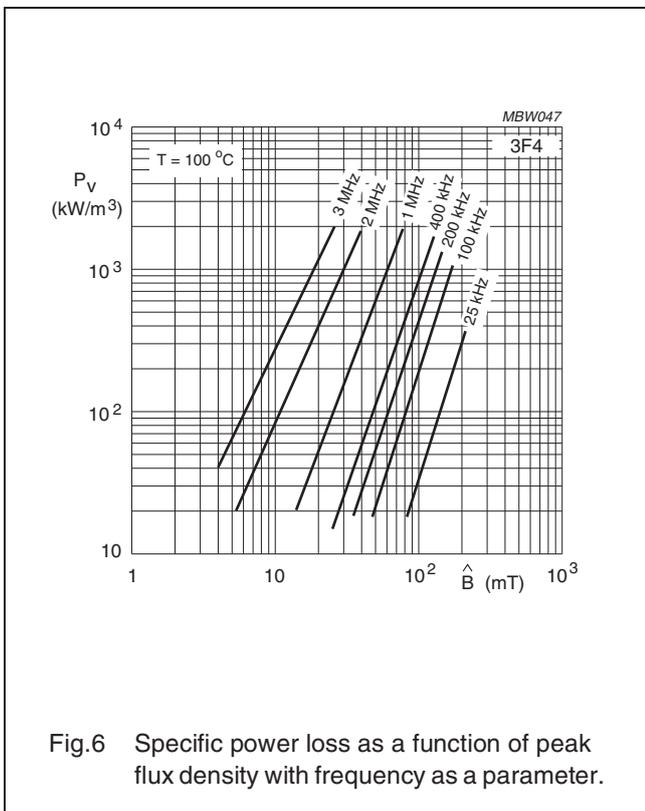
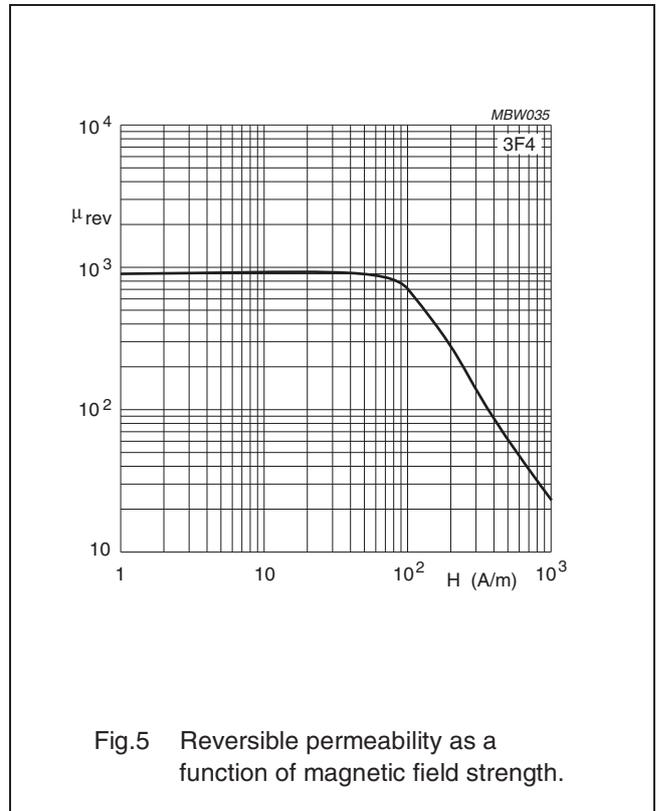
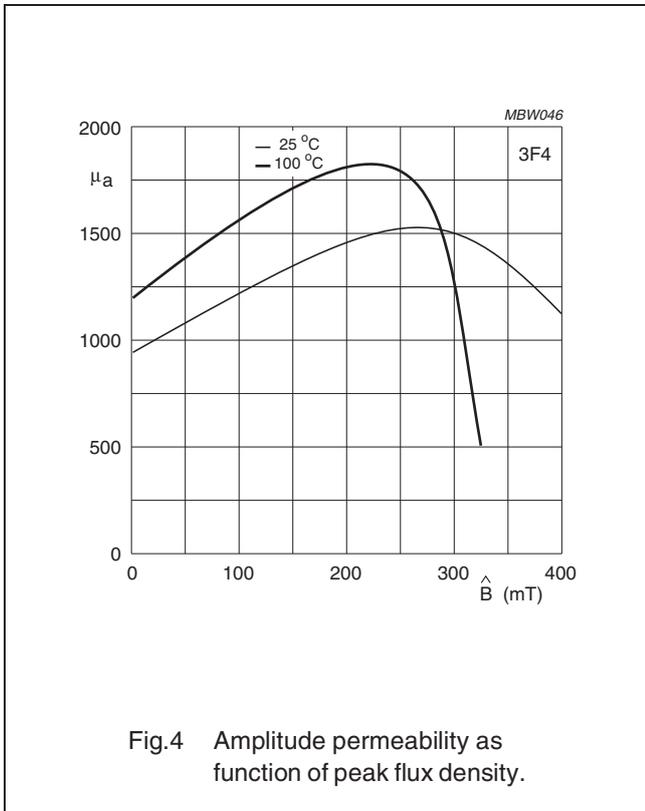


Fig.3 Typical B-H loops.



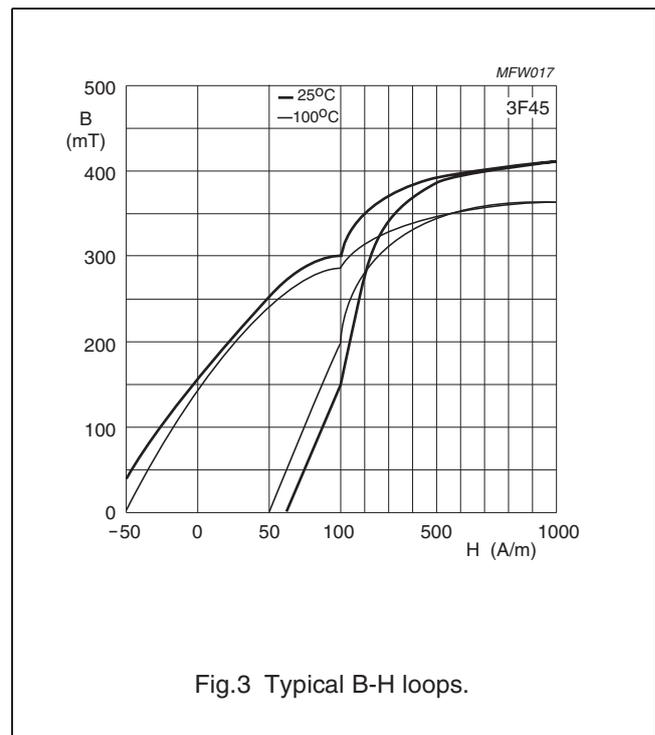
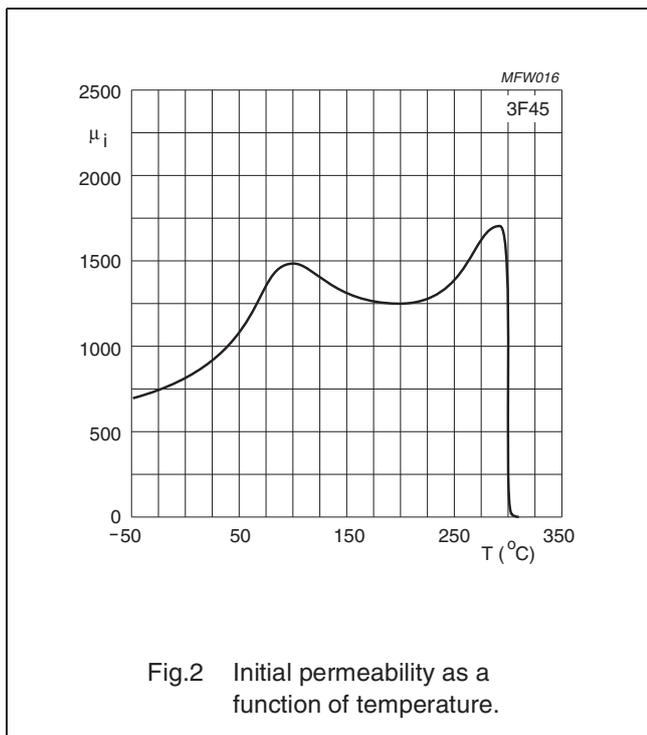
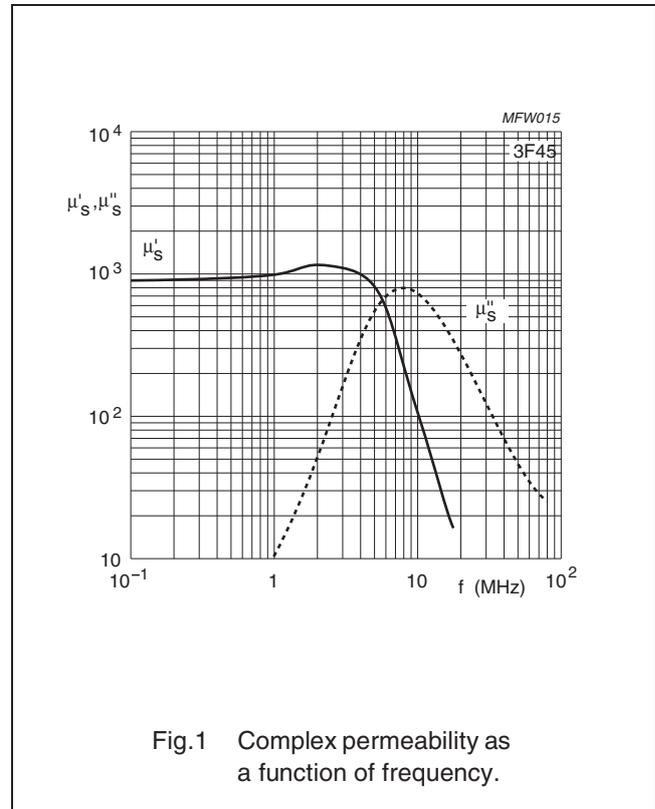
Material specification

3F45

3F45 SPECIFICATIONS

A high frequency power material for use in power and general purpose transformers at frequencies of 1 - 2 MHz.

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$\mu_i$	25 °C; $\leq 10$ kHz; 0.25 mT	900 $\pm 20\%$	
$\mu_a$	100 °C; 25 kHz; 200 mT	$\approx 1700$	
B	25 °C; 10 kHz; 1200 A/m 100 °C; 10 kHz; 1200 A/m	$\approx 420$ $\approx 370$	mT
$P_V$	100 °C; 1 MHz; 30 mT 100 °C; 1 MHz; 50 mT 100 °C; 3 MHz; 10 mT	$\approx 80$ $\approx 300$ $\approx 150$	kW/m <sup>3</sup>
$\rho$	DC; 25 °C	$\approx 10$	$\Omega\text{m}$
$T_C$		$\geq 300$	°C
density		$\approx 4800$	kg/m <sup>3</sup>



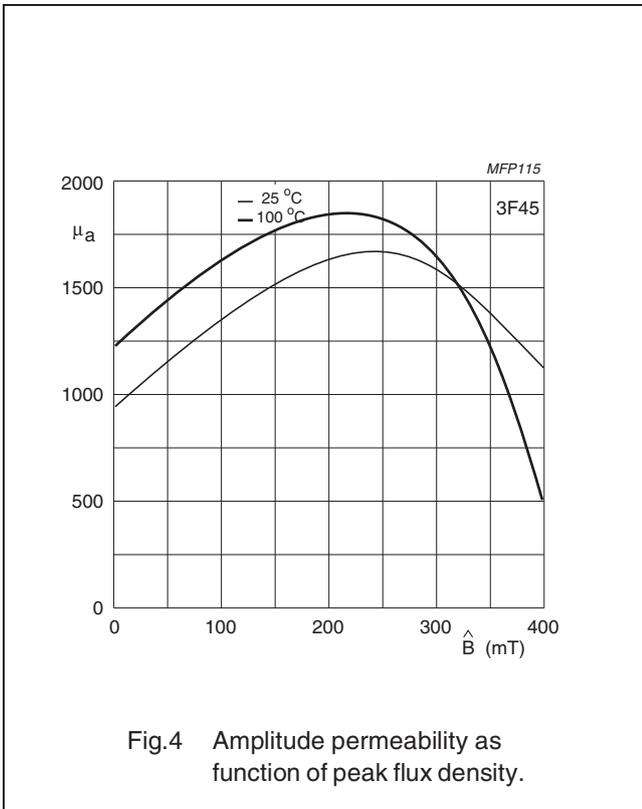


Fig.4 Amplitude permeability as function of peak flux density.

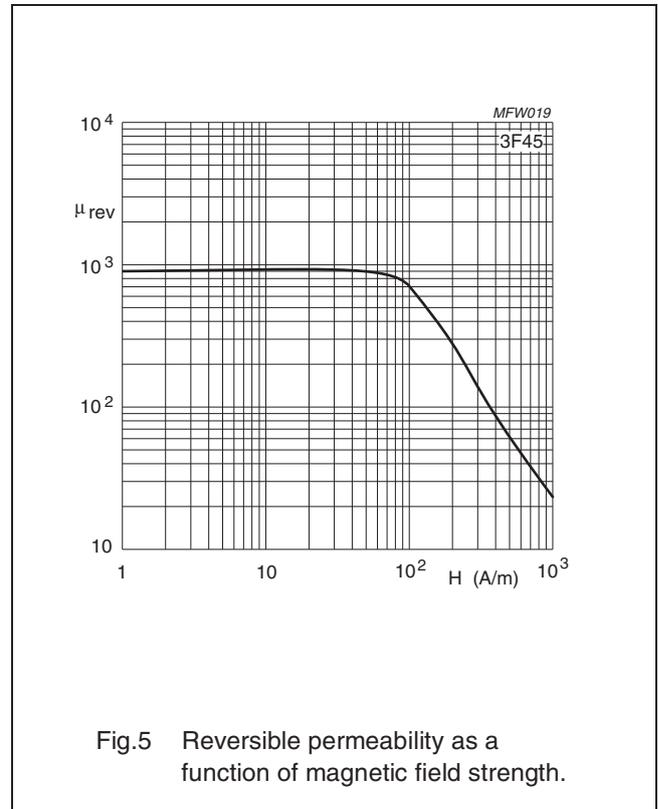


Fig.5 Reversible permeability as a function of magnetic field strength.

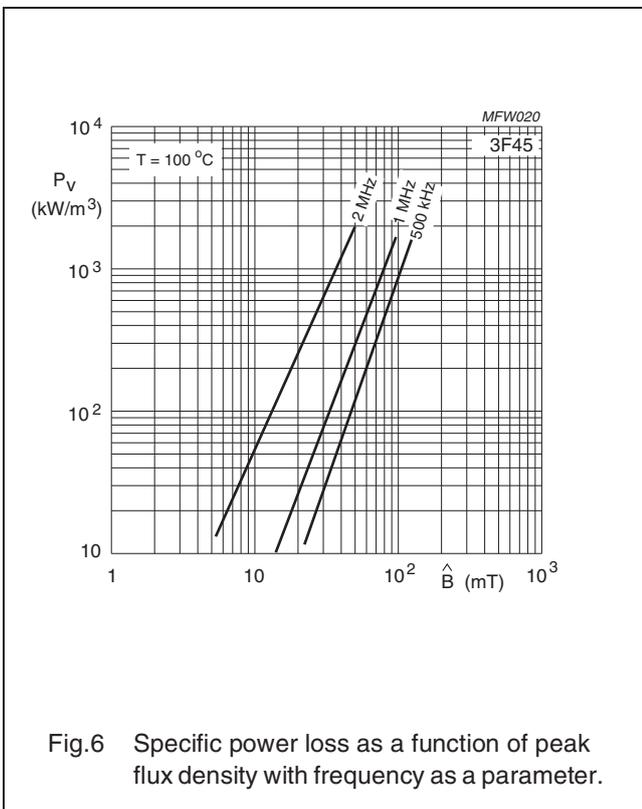


Fig.6 Specific power loss as a function of peak flux density with frequency as a parameter.

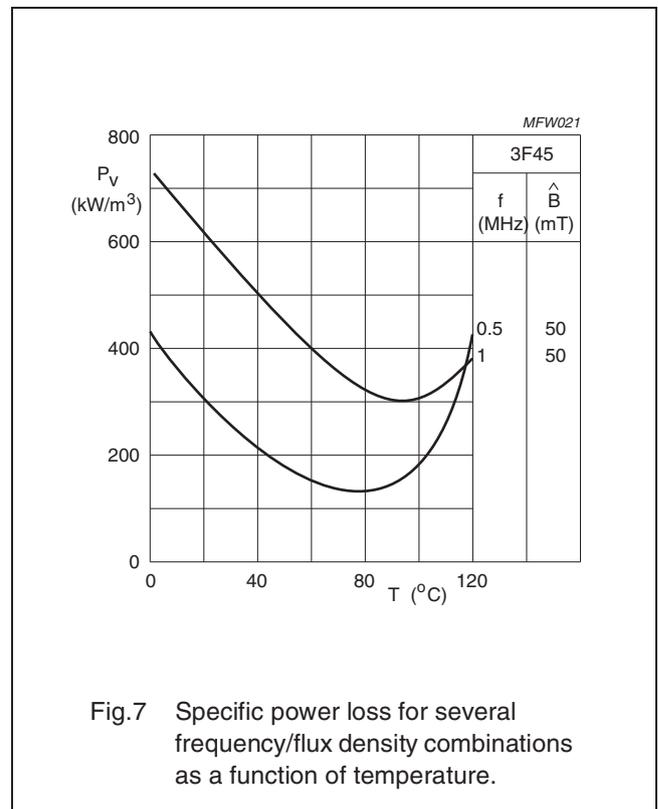
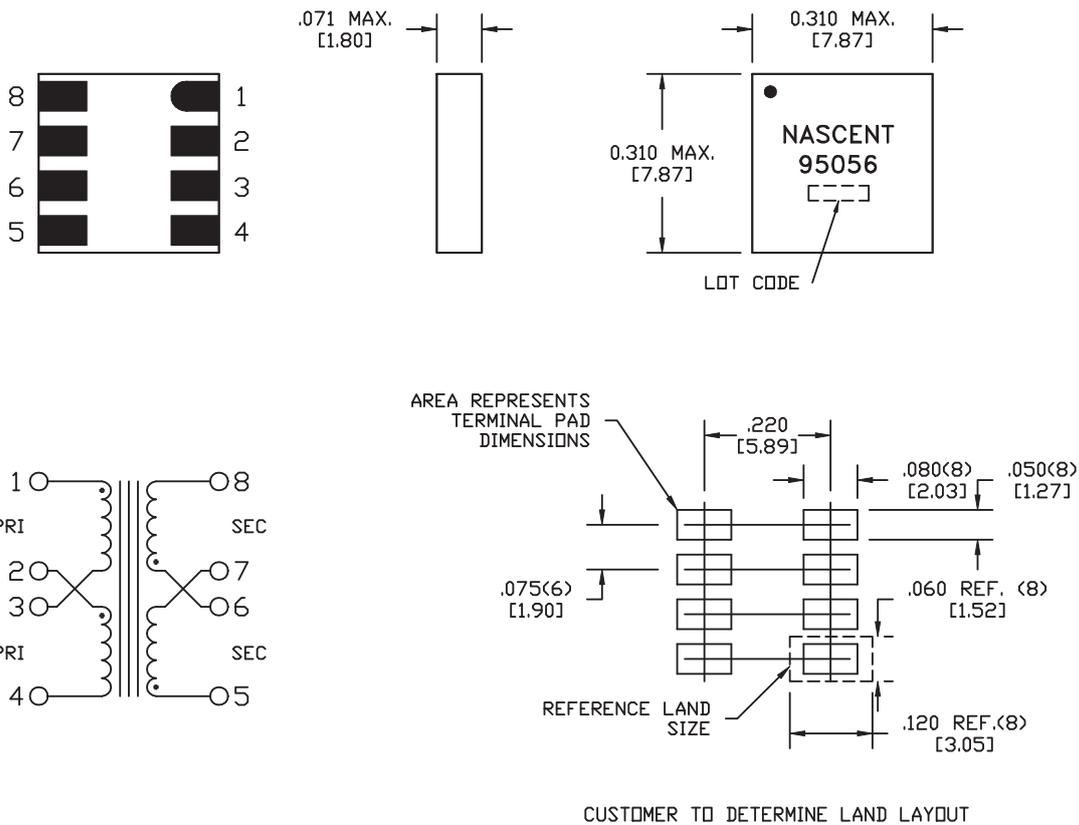


Fig.7 Specific power loss for several frequency/flux density combinations as a function of temperature.



## **Annexe C**

# **Transformateurs LTCC**



**ELECTRICAL SPECIFICATIONS @ 25°C unless otherwise noted:**

- D.C. RESISTANCE (@20°C):** 0.64 ohms ±20%, 1-4 (tie 2+3)  
0.64 ohms ±20%, 5-8 (tie 6+7)
- INDUCTANCE:** 60 µH ±20%, 500 kHz, 0.5 VAC, 1-4 (tie 2+3), Ls  
60 µH ±20%, 500 kHz, 0.5 VAC, 5-8 (tie 6+7), Ls
- LEAKAGE INDUCTANCE:** 5.4 µH TYP., 500kHz, 0.5 VAC, 1-4 (tie 2+3, 5+8, 6+7), Ls
- ET CONSTANT:** 4.5 V\*µsec
- TURNS RATIO:** ( 1-3 ):( 2-4 ) = 1:1, ±1%  
( 1-3 ):( 6-8 ) = 1:2, ±1%  
( 5-7 ):( 6-8 ) = 1:1, ±1%
- DIELECTRIC RATING:** 500 VAC between PRI-SEC
- OPERATING TEMPERATURE:** -40°C to +85°C
- POWER RATING:** 0.25-1.25 W

Specifications subject to change without notice.

NASCENTechnology, Inc. 121 Airport Drive Watertown, SD USA 605-878-2417	Unless otherwise specified: Tolerances: Fractions: ±1/64 Angles: ±1° Decimals: ±.005 [13]			DWG # <b>95056</b>
	DRAWING TITLE <b>TRANSFORMER</b>			
This drawing is dual dimensioned. Dimensions in brackets are in millimeters.		REVISIONS: SEE SHEET 1	SCALE ---	SHEET 1 OF 1

# 95092-95097 Series

## High Temperature, High Voltage Flyback Transformer

The 95092-97 high temperature, high voltage flyback transformers are designed especially for high voltage boost converter applications where it is necessary to supply a high output voltage and current to quickly charge a high voltage storage capacitor in an elevated temperature environment. The monolithic ceramic transformers are available in a leadless package with side terminations. Operating temperature ranges from -55° to 250°C. The 'STX' versions provide additional thermal cycling and testing for each part based on MIL-STD 202 Method 107. Specifications for this device include applications notes, with specific performance parameters.

### Features

- 1:8 turns ratio
- Low profile < 2.5 mm
- Low Volume < 230 cu mm
- Light weight 1.1gm
- Surface mount with side terminations
- Switching frequency to 300kHz
- Can charge 120 nF to 1000V in <40ms.

### Applications

High voltage boost converters

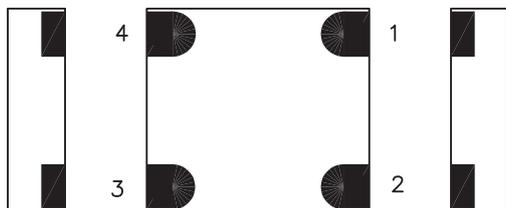
### Ordering Information

Part Number	Temp. Range
95092	-55 to 250°C
95093	-55 to 225°C
95094	-55 to 200°C
95095	-55 to 175°C
95096	-55 to 150°C
95097	-55 to 125°C

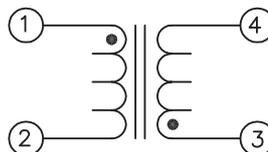
For Burn-In add suffix

	Temp. Range
-STXB	-65 to 125°C
-STXF	-65 to 150°C
-STXC	-65 to 200°C

Lead Configuration (bottom/side view)



Schematic



### Absolute Maximum Ratings

Volt-Time Product: 100 V-us  
 Storage Temperature: -65 to 300°C  
 Dielectric Rating: 1500 VAC, 1s

### Operating Ratings

Volt-Time Product: 90 V-us  
 Operating Temperature: -55 to 250°C  
 Thermal Resistance: 110°C/W

NOTE: Specifications subject to change without notice.

D50 B99

NASCENTechnology, Inc. 121 Airport Drive Watertown, SD 57201 USA	Unless otherwise specified: Tolerances: Fractions: ±1/64 Angles: ±1° Decimals: ±.005[.13]		
	DRAWING TITLE <h2 style="text-align: center;">TRANSFORMER</h2>	DRAWING NO. <h1 style="text-align: center;">95092-97</h1>	REV. 6A 3/14
This drawing is dual dimensioned. Dimensions in brackets are in millimeters.	REVISIONS: SEE SHEET 1	SCALE ---	SHEET 1 OF 6

DWG.# 95092

# 95092-95097 Series

## High Temperature, High Voltage Flyback Transformer

### ELECTRICAL SPECIFICATIONS

At 25°C unless otherwise noted.

Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
DC Resistance	(1-2)	1.44	1.70	1.96	ohms
	(3-4)	36.5	43.0	49.5	ohms
Inductance	100 kHz, 0.5 VAC, 0 ADC, Ls (1-2)	28.0	35.0	43.8	uH
	(3-4)	1.05	1.31	1.64	mH
Pulse Inductance	15 VDC, 2.0 Apk		50.0		uH
Leakage Inductance	100 kHz, 0.5 VAC, 0 ADC, Ls (1-2), tie 3+4		16.0		uH
Q (Quality Factor)	100 kHz, 0.5 VAC, 0 ADC, Ls (1-2)		10		
Turns Ratio	(1-2) : (3-4)		1:8		
Dielectric Rating	1500 VAC, 60 Hz applied for 1s			1500	Volts
Insulation Resistance	100 VDC, 5s	1000			Mohms

### TYPICAL CIRCUIT PERFORMANCE SPECIFICATIONS

(T=25°C, Vs=15 VDC, Cout=30 nF)

Peak input current		1.4	1.5	1.6	A
Output Voltage (minimum)		1300	1400	1500	VDC
Peak Input Current (Vs=15 VDC, using R1015 demo board)			1.1	2.0	A
Charge Times (typical)	to 1000 V		50	20	ms
120 nF Capacitor	to 1250 V			40	ms
	to 1500 V			90	ms

### SCREEN TEST ELECTRICAL LIMITS (STX)

(Vs=15 VDC, Load=100 Mohm+30 nF, Period: 20 us, Pulse width ~4.0 us)

Peak input Current		1.50	A
Minimum Output Voltage at 25°C (±2°C)		1400	Vpeak

NOTE: Specifications subject to change without notice.

 <b>NASCENTechnology</b>		DWG.# 95092-97	
DRAWING NO.			REV.
95092-97			6A 3/14
SCALE ---	SHEET 2 OF 6		

# 95092-95097 Series High Temperature, High Voltage Flyback Transformer

## Output Characteristics

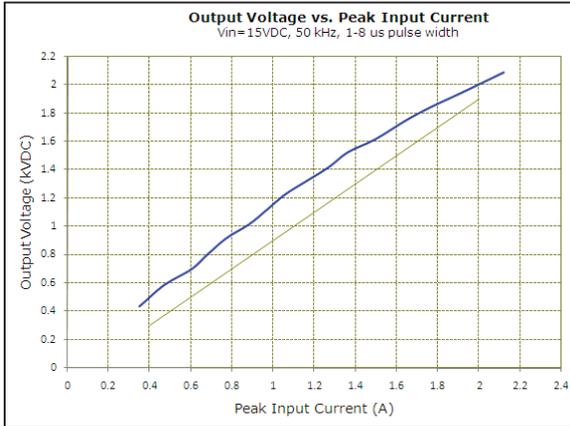


Chart 1. Output Voltage vs. Peak Input Current

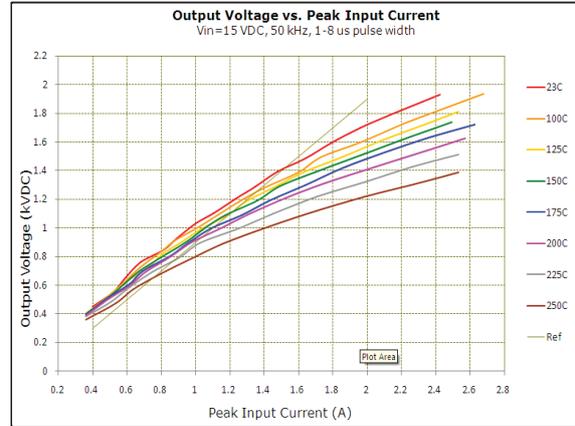


Chart 2. Output Voltage vs. Peak Input Current

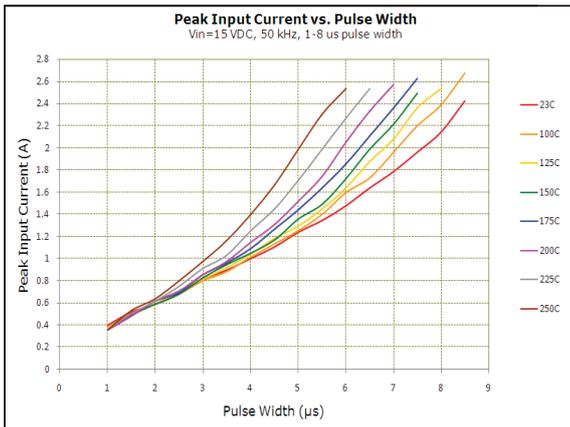


Chart 3. Peak Input Current vs. Pulse Width

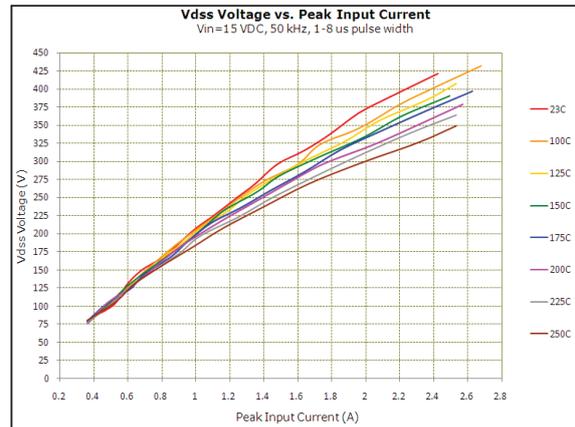


Chart 4. Vdss vs. Peak Input Current

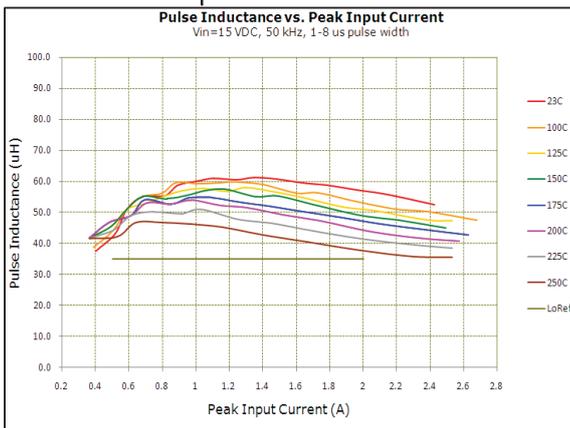


Chart 5. Pulse Inductance vs. Peak Input Current

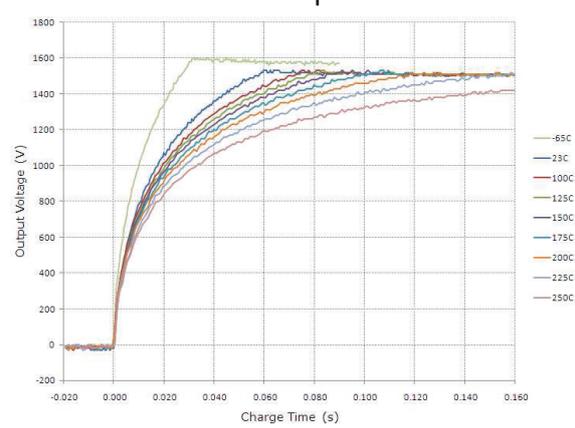


Chart 6. Charge Time at Various Temperatures  
R1039 Demo Board, Vin=15VDC, Ipk=2.7A, 120nF  
Regulation set to 1500V.

NOTE: Tests above room temperature are made with 6 inch leads which degrades output by approximately 100V.

NOTE: Specifications subject to change without notice.

 **NASCENTechnology**

DRAWING NO.

**95092-97**

REV.

**6A  
3/14**

SCALE ---

SHEET **3** OF **6**

DWG.# 95092-97

# 95092–95097 Series STX

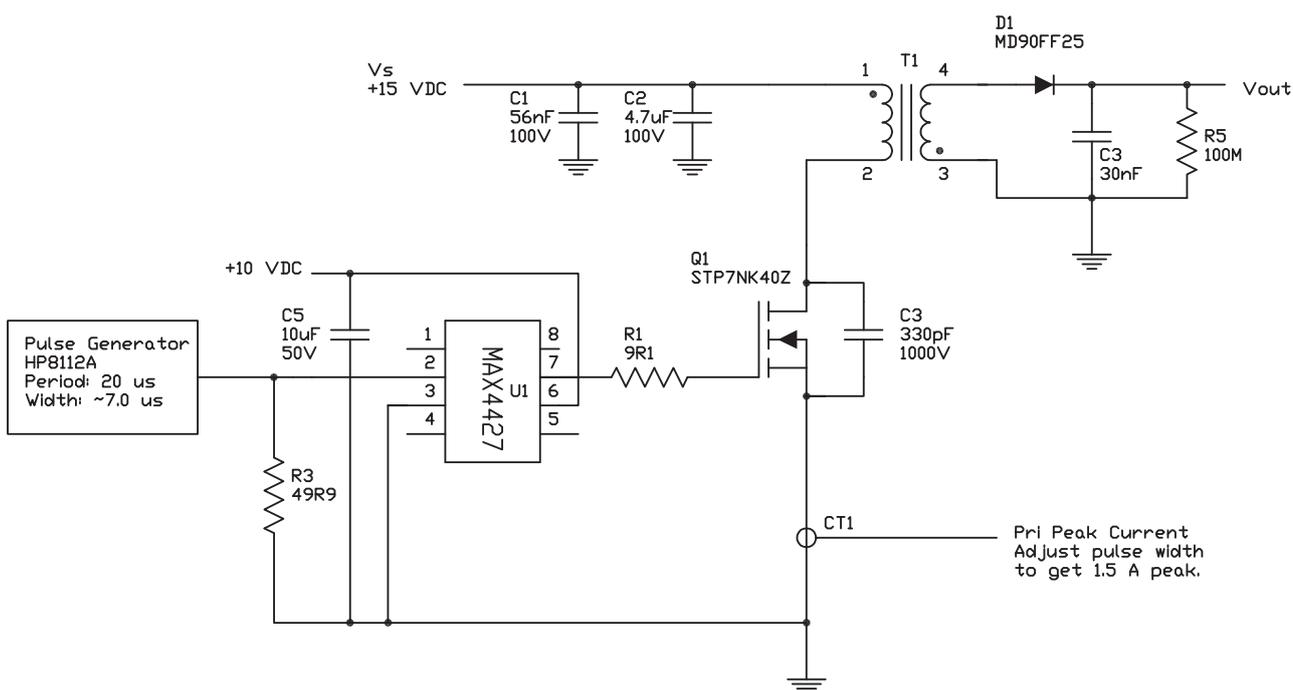
## High Temperature, High Voltage Flyback Transformer

### Environmental Stress Screening Burn-In

#### Screening Procedure

- 1) All units are serialized.
- 2) Measure and record inductance for each unit at room temperature. (100 kHz, 0.5 Vac, 0 ADC, Ls)
- 3) Units subjected to ten cycles, per MIL-STD 202, Method 107, and one of the following:
  - Condition B (-65 to +125C)
  - Condition F (-65 to +150C)
  - Condition C (-65 to +200C)
 15 minute soak, 5 minute transition time.
- 4) Measure and record inductance for each unit. Must be <10% change from pre-stress values. All units outside of the specification are discarded from the lot.
- 5) Measure and record output voltage each unit at room temperature. Must meet minimum specification. All units outside of the specification are discarded from the lot.

#### Test circuit



Note: Specifications subject to change without notice.

 <b>NASCENTechnology</b>		DWG.# 95092-97	
DRAWING NO.			REV.
95092-97			6A 3/14
SCALE ---	SHEET 4 OF 6		

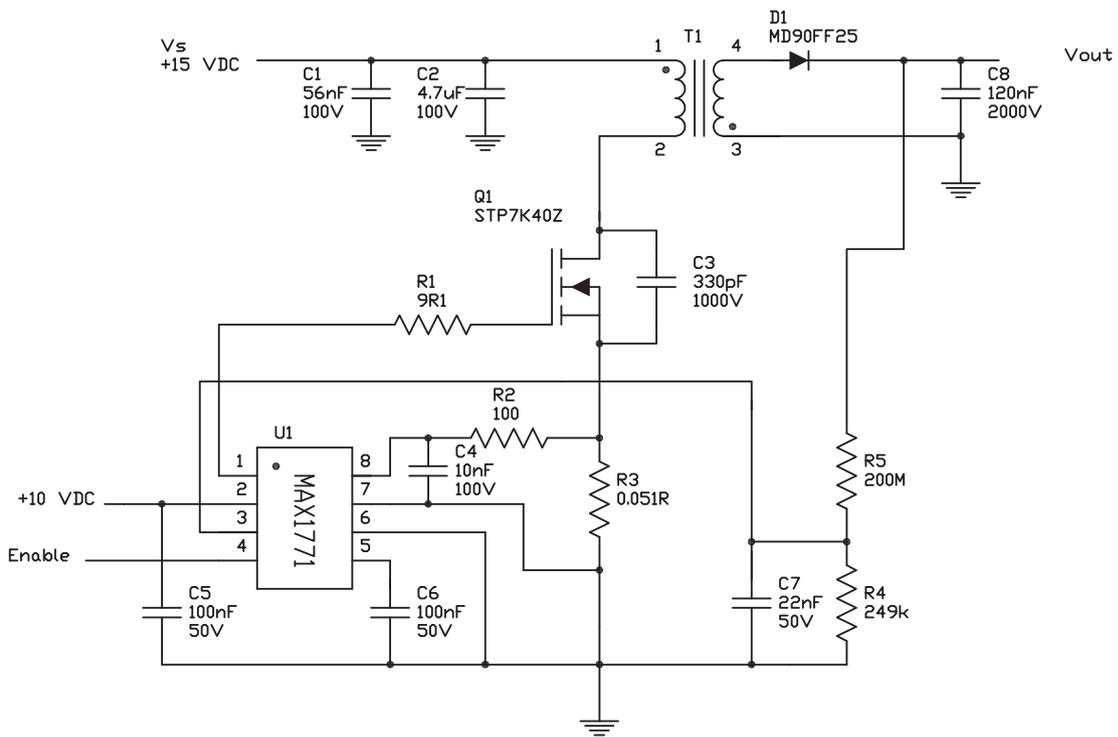
# 95092-95097 Series

## High Temperature, High Voltage Flyback Transformer

### Application circuit

Fast, high voltage generator for a high current pulse generator.

The 95092 transformer circuit below is designed to quickly charge a high voltage capacitor to 1200 volts so that it may provide a high current pulse to a low resistance load. The circuit has a peak current of 2.0 A. The primary current is commutated by Q1, and will produce a secondary boost voltage of 1200V. The output is regulated via a voltage divider feedback resistor to the MAX1771 controller.



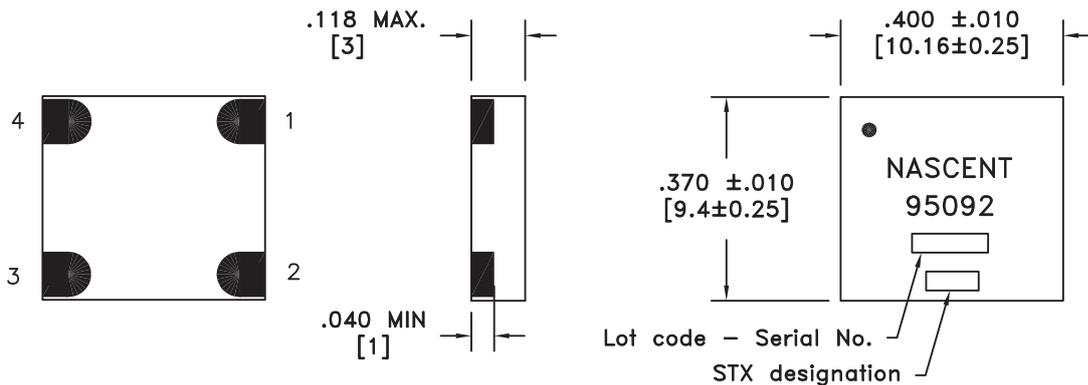
NOTE: Specifications subject to change without notice.

 <b>NASCENTechnology</b>		DWG.# 95092-97	
DRAWING NO. <b>95092-97</b>			REV. 6A 3/14
SCALE ---	SHEET 5 OF 6		

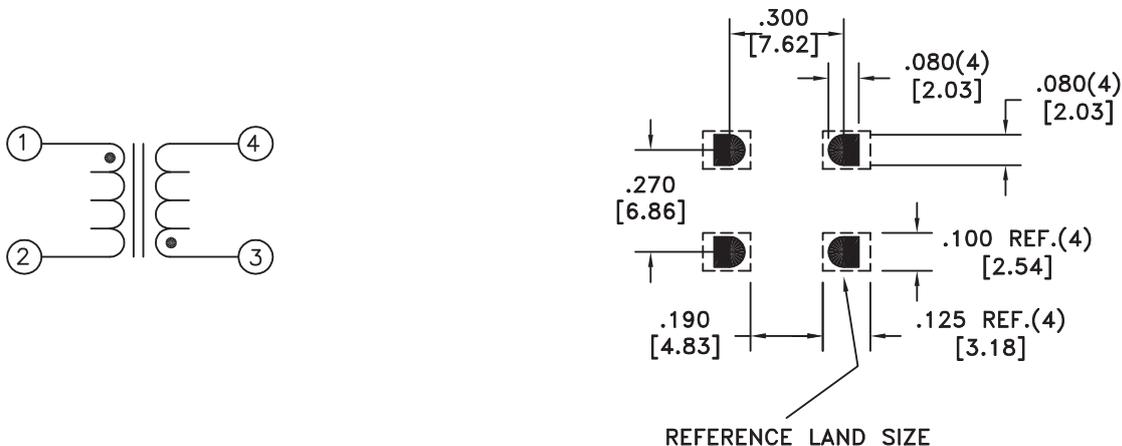
# 95092-95097 Series

## High Temperature, High Voltage Flyback Transformer

### Package Dimensions



Terminals are Silver/Platinum alloy.



NOTE: Severe temperature and mechanical applications may require underfill.

NOTE: Specifications subject to change without notice.

 <b>NASCENT Technology</b>		DWG.# 95092-97	
DRAWING NO. <h1 style="margin: 0;">95092-97</h1>			REV. 6A 3/14
SCALE ---	SHEET 6 OF 6		

# Bibliographie

- [Alg65] Philip Langdon ALGER : *The Nature of Induction Machines*. Gordon & Breach, deuxième édition, 1965.
- [Ans15] Ansys, Inc. *Maxwell Online Help*, décembre 2015. Version 17.0.
- [AYE17] Hassine Ferid AYEDI : Cuivrage chimique et électrolytique en milieu acide. *Techniques de l'ingénieur - Traitements de surface des métaux en milieu aqueux*, base documentaire : TIB359DUO.(ref. article : m1605), 2017.
- [Boy14] Robert L. BOYLESTAD : *Introductory Circuit Analysis*. Pearson, douzième édition, 2014. Édition internationale.
- [CDD<sup>+</sup>00a] Michel CYROT, Michel DÉCORPS, Bernard DIENY, Olivier GEOFFROY, Damien GIGNOUX, Claudine LACROIX, Jean LAFOREST, Philippe LETHUILLIER, Pierre MOLHO, Jean-Claude PEUZIN, Jacques PIERRE, Jean-Louis PORTESEIL, Pierre ROCHETTE, Michel-François ROSSIGNOL, Michel SCHLENKER, Christoph SEGEBARTH, Yves SOUCE, Etienne du Trémolet de LACHEISSERIE et Jean-Paul YONNET : *Magnétisme II : Matériaux et applications*, volume 2 de *Grenoble Sciences*. EDP Sciences, 2000.
- [CDD<sup>+</sup>00b] Michel CYROT, Michel DÉCORPS, Bernard DIENY, Olivier GEOFFROY, Damien GIGNOUX, Claudine LACROIX, Jean LAFOREST, Philippe LETHUILLIER, Pierre MOLHO, Jean-Claude PEUZIN, Jacques PIERRE, Jean-Louis PORTESEIL, Pierre ROCHETTE, Michel-François ROSSIGNOL, Michel SCHLENKER, Christoph SEGEBARTH, Yves SOUCE, Etienne du Trémolet de LACHEISSERIE et Jean-Paul YONNET : *Magnétisme I : Fondements*, volume 1 de *Grenoble Sciences*. EDP Sciences, 2000.
- [Cer15a] Ceramic Magnetics, Inc. C2050, janvier 2015. Rev. 1/15.  
<http://www.cmi-ferrite.com/Materials/Datasheets/NiZn/C2050.pdf>.
- [Cer15b] Ceramic Magnetics, Inc. C2075, janvier 2015. Rev. 1/15.  
<http://www.cmi-ferrite.com/Materials/Datasheets/NiZn/C2075.pdf>.
- [Cer15c] Ceramic Magnetics, Inc. N40, janvier 2015. Rev. 1/15  
<http://www.cmi-ferrite.com/Materials/Datasheets/NiZn/N40.pdf>.
- [Cha11] Thibaut CHAILLOUX : *Caractérisation et modélisation de matériaux magnétiques en hautes températures en vue d'une application au filtrage CEM*. Theses, Université Claude Bernard - Lyon I, décembre 2011.
- [Che04] André CHEVALIER : *Guide du dessinateur industriel*. Hachette Technique, édition 2004 édition, 2004.

- [MSG00] K. D. COONLEY, G. J. MEHAS, C. R. SULLIVAN et U. J. GIBSON : Evaporatively deposited Co-MgF<sub>2</sub> granular materials for thin-film inductors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 36(5):3463–3465, septembre 2000.
- [Coi15] Coilcraft Inc. *SMT Flyback Transformer for Maxim MAX17498B*, juillet 2015.
- [Coi16] Coilcraft Inc. *81W PoE Transformer for TI Industrial POE Isolated Flyback Reference Design*, mai 2016.
- [Cos15] Cosemi. *AN1002 : Thermosonic Wire Bonding — General Guidelines*, novembre 2015.
- [Del13] Deltronic Crystal Industries. *Yttrium Iron Garnet | Deltronic Crystal Isowave*, février 2013.  
[http://deltroniccrystalindustries.com/deltronic\\_crystal\\_products/yttrium\\_iron\\_garnet](http://deltroniccrystalindustries.com/deltronic_crystal_products/yttrium_iron_garnet).
- [Dow08] Dow. *Cyclotene 3000 Series Advanced Electronics Resins*, avril 2008.  
[http://www.dow.com/cyclotene/docs/cyclotene\\_3000\\_dry\\_etch.pdf](http://www.dow.com/cyclotene/docs/cyclotene_3000_dry_etch.pdf).
- [Dug07] Sonia DUGUEY : *Etude du cofrittage de matériaux diélectriques et magnétiques pour composants passifs intégrés*. Thèse de doctorat, Université Sciences et Technologies - Bordeaux I, juillet 2007.  
<https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00250146>.
- [Dup07] Dupont. *DuPont Riston PlateMaster PM200 Series : Data Sheet & Processing Information*, juillet 2007.
- [ESLa] ESL Electro-Science. *Lo-Fire Tape for Multilayer and High Frequency Applications Requiring > 400 Permeability (ESL40012)*.  
<http://electroscience.com/sites/default/files/datasheets/40012.pdf>.
- [ESLb] ESL Electro-Science. *Lo-Fire Tape for Multilayer and High Frequency Applications Requiring High Permeability (ESL40011)*. Rev C.  
<http://electroscience.com/sites/default/files/datasheets/40011.pdf>.
- [ESLc] ESL Electro-Science. *Lo-Fire Tape for Multilayer and High Frequency Applications Requiring Medium Permeability (ESL40010)*. Rev B.  
<http://electroscience.com/sites/default/files/datasheets/40010.pdf>.
- [Faia] Fair-Rite Products Corp. 61.
- [Faib] Fair-Rite Products Corp. 67.
- [FDD06] D. FLYNN, R.S. DHARIWAL et M.PY. DESMULLIEZ : A design study of microscale magnetic components for operation in the MHz frequency range. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 16(9):1811, 2006.
- [Fer08a] Ferroxcube. *3F45*, septembre 2008.  
<http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/3f45.pdf>.
- [Fer08b] Ferroxcube. *3F5*, septembre 2008.

- [Fer08c] Ferroxcube. *4F1*, septembre 2008.  
<http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/datasheet/4f1.pdf>.
- [FIM<sup>+</sup>03] Y. FUKUDA, T. INOUE, T. MIZOGUCHI, S. YATABE et Y. TACHI : Planar inductor with ferrite layers for DC-DC converter. *IEEE Transactions on Magnetics*, 39(4):2057–2061, juillet 2003.
- [Fra17a] France Media. *Prix et cours de l'argent en E/g*, mai 2017.  
<http://www.le-decolletage.fr/services/prix-et-cours-des-metaux/argent.html>.
- [Fra17b] France Media. *Prix et cours de l'or en E/g*, mai 2017.  
<http://www.le-decolletage.fr/services/prix-et-cours-des-metaux/or.html>.
- [Fra17c] France Media. *Prix et cours de l'aluminium en E/kg*, mai 2017.  
<http://www.le-decolletage.fr/services/prix-et-cours-des-metaux/aluminium.html>.
- [Fra17d] France Media. *Prix et cours du cuivre en E/g*, mai 2017.  
<http://www.le-decolletage.fr/services/prix-et-cours-des-metaux/cuivre.html>.
- [Gan06] Haitao GAN : *On-chip transformer modeling, characterization, and application in power and low noise amplifiers*. Thèse de doctorat, université Stanford, mars 2006.  
<http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.79.2433&rep=rep1&type=pdf>.
- [Geo15] Kenny GEORGE : Design and control of a bidirectional dual active bridge dc-dc converter to interface solar, battery storage, and grid-tied inverters. Mémoire de D.E.A., University of Arkansas, décembre 2015. Electrical Engineering Undergraduate Honors Theses. 45.
- [Gia77] Lawrence J. GIACOLETTO : *Electronics Designers' Handbook*. McGraw-Hill, seconde édition, 1977.
- [GSH<sup>+</sup>08] Donald S. GARDNER, Gerhard SCHROM, Peter HAZUCHA, Fabrice PAILLET, Tanay KARNIK, Shekhar BORKAR, Roy HALLSTEIN, Tony DAMBRAUSKAS, Charles HILL, Clark LINDE, Wojciech WORWAG, Robert BARESEL et Sriram MUTHUKUMAR : Integrated on-chip inductors using magnetic material (invited). *Journal of Applied Physics*, 103(7):07E927, 2008.
- [Had12] Elias HADDAD : *Conception, réalisation, et caractérisation d'inductances intégrées haute fréquence*. Thèse de doctorat, Université de Lyon, décembre 2012.
- [HRMS15] A HILAL, Marie-Ange RAULET, Christian MARTIN et F SIXDENIER : A Comparative Study : Dynamic and Thermal Behavior of Nanocrystalline and Powder Magnetic Materials in a Power Converter Application. *Journal of Optoelectronics and Advanced Materials*, 44(10):3768–3776, mai 2015.
- [HW03] W.G. HURLEY et W.H. WÖLFLE : *Transformateurs and inductors for power electronics : theory, design and applications*. Wiley, 2003.
- [Inc15] Epoxy Technology INC. : *EPO-TEK<sup>®</sup> E4110 Technical Data Sheet*. Epoxy Technology, Inc. 14 Fortune Drive, Billerica, MA, octobre 2015.

- [Ké09] Jean-Pierre KÉRADEC : Transformateurs HF à  $n$  enroulements – Identification expérimentale. *Techniques de l'ingénieur*, février 2009.
- [Key16] Keysight Technologies. *Impedance Measurement Handbook : A guide to measurement technology and techniques*, sixième édition, novembre 2016.
- [KKK<sup>+</sup>02] Ki Hyeon KIM, Jongryoul KIM, Hee Jun KIM, Suk Hee HAN et Hi Jung KIM : A megahertz switching DC/DC converter using FeBN thin film inductor. *IEEE Transactions on Magnetics*, 38(5):3162–3164, septembre 2002.
- [KSNE00] Y. KATAYAMA, S. SUGAHARA, H. NAKAZAWA et M. EDO : High-power-density MHz-switching monolithic DC-DC converter with thin-film inductor. In *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, volume 3, pages 1485–1490 vol. 3, 2000.
- [Lai14] Jean-Claude LAITHIER : *Le procédé de déposition des films parylene*. Justified and Customized Layers SÀRL, Petit-Cortailod 3, 2016 Cortailod, Suisse, 2014. <http://thinkthinfilm.ch>.
- [LHW08] D. W. LEE, K. P. HWANG et S. X. WANG : Fabrication and analysis of high-performance integrated solenoid inductor with magnetic core. *IEEE Transactions on Magnetics*, 44(11):4089–4095, novembre 2008.
- [LJA<sup>+</sup>08] Jian LU, Hongwei JIA, A. ARIAS, Xun GONG et Z. J. SHEN : On-chip bondwire transformers for power SOC applications. In *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pages 199–204, février 2008.
- [Lu17] Wong LU : *Materials for Advanced Packaging*. Springer International Publishing, seconde édition, 2017. ISBN-13 : 978-3319450971.
- [Luc10] Anthony LUCAS : *Étude et mise au point de transformateurs large bande radiofréquence*. Thèse de doctorat, Ecole normale supérieure de Cachan, 2010. <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00505792>.
- [Mé08] Ludovic MÉNAGER : *Contribution à l'intégration des convertisseurs de puissance en 3D*. Thèse de doctorat, INSA Lyon, décembre 2008. <theses.insa-lyon.fr/publication/2008ISAL0107/these.pdf>.
- [MAB10] Ludovic MÉNAGER, Bruno ALLARD et Vincent BLEY : Conditionnement des modules de puissance. *Techniques de l'ingénieur - Alimentations et électronique de puissance*, base documentaire : TIB283DUO.(Réf. article : e3385), 2010.
- [Mag] Magnetics. *L Material*.
- [McL11] Colonel Wm. T. MCLYMAN : *Transformer and Inductor Design Handbook*. CRC Press, quatrième édition, avril 2011.
- [MFA<sup>+</sup>91] Michel METZ, Henri FOCH, Raphaël ARCHES, Yvon CHÉRON, Bernard ESCAUT et Pierre MARTY : Alimentations à découpage – le transformateur. *Techniques de l'ingénieur*, 1991.
- [MGKG04] A. MODAFE, N. GHALICHECHIAN, B. KLEBER et R. GHODSSI : Electrical characterization of benzocyclobutene polymers for electric micromachines. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, 4(3):495–508, septembre 2004.
- [MMPK15] J.D. MONSTER, M.P. MADSEN, J.A. PEDERSEN et A. KNOTT : Investigation, development and verification of printed circuit board embedded air-core solenoid transformers. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE*, pages 133–139, mars 2015.

- [Moh99] S.S. MOHAN : *The design, modeling and optimization of on-chip inductor and transformer circuits*. Thèse de doctorat, Stanford, décembre 1999.  
<http://www-smirc.stanford.edu/papers/Thesis-mohan.pdf>.
- [MOW<sup>+</sup>09] R. MEERE, T. O'DONNELL, N. WANG, N. ACHOTTE, S. KULKARNI et S. C. O'MATHUNA : Size and Performance Tradeoffs in Micro-Inductors for High Frequency DC-DC Conversion. *IEEE Transactions on Magnetics*, 45(10):4234–4237, octobre 2009.
- [MPKD11] PR. MORROW, Chang-Min PARK, H.W. KOERTZEN et J. DIBENE : Design and fabrication of on-chip coupled inductors integrated with magnetic material for voltage regulators. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 47(6):1678–1686, juin 2011.
- [MRW<sup>+</sup>14] E. MACRELLI, A. ROMANI, N. WANG, S. ROY, M. HAYES, R. PAGANELLI, C. O'MATHUNA et M. TARTAGNI : Modeling, design, and fabrication of high inductance bond wire micro-transformers with toroidal ferrite core. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, PP(99):1–1, 2014.
- [MRWD<sup>+</sup>04] Kenneth MACKENZIE, Brad REELFS, Michael W. DEVRE, Russ WESTERMAN et David J. JOHNSON : Characterization & Optimization of Low Stress PECVD Silicon Nitride for Production GaAs Manufacturing. janvier 2004.
- [MSS<sup>+</sup>09] Joost MELAI, Cora SALM, Sander SMITS, Jan VISSCHERS et Jurriaan SCHMITZ : The electrical conduction and dielectric strength of SU-8. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 19(6):065012, 2009.
- [Mul09] Xavier MULTONE : *High Vacuum Chemical Vapor Deposition (HV-CVD) of Alumina Thin Films*. Thèse de doctorat, École polytechnique fédérale de Lausanne, septembre 2009.  
[https://infoscience.epfl.ch/record/139081/files/EPFL\\_TH4485.pdf](https://infoscience.epfl.ch/record/139081/files/EPFL_TH4485.pdf).
- [Mul15] Bernard MULTON : *Composants passifs de l'électronique de puissance (magnétiques et capacitifs)*, 2015.  
<https://hal.archives-ouvertes.fr/cel-01246811/>.
- [NAS13] NASCENTE TECHNOLOGY : *LTCC Low Power Ceramic Transformer 95056-95063*. NASCENTechnology, Inc., mars 2013.
- [NAS14] NASCENTE TECHNOLOGY : *95092-95097 Series High Temperature, High Voltage Flyback Transformer*. NASCENTechnology, Inc., mars 2014. Rev. 6A.
- [OHC<sup>+</sup>06] B. ORLANDO, R. HIDA, R. CUCHET, M. AUDOIN, B. VIALA, D. PELLISSIER-TANON, X. GAGNARD et P. ANCEY : Low-resistance integrated toroidal inductor for power management. *IEEE Transactions on Magnetics*, 42(10):3374–3376, octobre 2006.
- [O'M16] C. O'MATHUNA : PwrSip power supply in package power system in package. In *2016 International Symposium on 3D Power Electronics Integration and Manufacturing (3D-PEIM)*, pages 1–21, juin 2016.
- [PA98] J Y PARK et M G ALLEN : Development of magnetic materials and processing techniques applicable to integrated micromagnetic devices. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 8(4):307, 1998.
- [PAB<sup>+</sup>16] R. PERRIN, B. ALLARD, C. BUTTAY, N. QUENTIN, W. ZHANG, R. BURGOS, D. BOROYEVIC, P. PRECIAT et D. MARTINEAU : 2 MHz high-density integrated power

- supply for gate driver in high-temperature applications. In *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 524–528, March 2016.
- [Pal16] Palomar Technologies. *Guide to Modern Wedge Bonding – Understanding the Basics of Today’s Wedge Bonding Materials, Processes, and Applications*, 2016.
- [Par] Para Tech Coating, Inc. *Parylene Coating Process*. Consulté le 19 mars 2017.
- [Pay15] Payton Planar. *Size 5000 – Power Capacity 5 to 20 kW*, 2015.
- [PCA04] Jin-Woo PARK, F. CROS et M. G. ALLEN : Planar spiral inductors with multilayer micrometer-scale laminated cores for compact-packaging power converter applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 40(4):2020–2022, juillet 2004.
- [PCF02] José-Philippe PEREZ, Robert CARLES et Robert FLECKINGER : *Électromagnétisme : Fondements et applications*. Masson Science. Dunod, quatrième édition, 2002.
- [Per17] Rémi PERRIN : *Characterization and Design of a 3-phase Inverter to Benefit from High-speed of GaN HEMT Power Switches*. Thèse de doctorat, Université de Lyon, janvier 2017.
- [pro14] PROK : Introduction into the processing of PTFE Resins. Rapport technique, pro-K Fluoropolymergroup, juillet 2014.  
<http://www.pro-kunststoff.de/wp-content/uploads/2015/06/Introduction-into-the-processing-of-PTFE-resins-July-2010.pdf>.
- [PYL04] S.J. PAN, W.Y. YIN et L.W. LI : Comparative investigation on various on-chip center-tapped interleaved transformers. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 14(5):424–432, 2004.
- [QHS13] J. QIU, A. J. HANSON et C. R. SULLIVAN : Design of toroidal inductors with multiple parallel foil windings. In *2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–6, juin 2013.
- [Que16] Nicolas QUENTIN : *Alimentation à découpage haute performance pour l’aéronautique*. Thèse de doctorat, Université de Lyon, décembre 2016.
- [Ros90] W. A. ROSHEN : Effect of finite thickness of magnetic substrate on planar inductors. *IEEE Transactions on Magnetics*, 26(1):270–275, janvier 1990.
- [RT88] W. A. ROSHEN et D. E. TURCOTTE : Planar inductors on magnetic substrates. *IEEE Transactions on Magnetics*, 24(6):3213–3216, novembre 1988.
- [Ses02] Krishna SESHAN : *Handbook of Thin Film Deposition : Process and Techniques*. Materials science and process technology series. Noyes Publications, seconde édition, 2002. ISBN-13 : 978-1437778731.
- [SMR<sup>+</sup>10] G. STOJANOVIĆ, A. MARIĆ, G. RADOSAVLJEVIĆ, E. LABOURÉ et W. SMETANA : Performance analysis of LTCC transformers for application in DC/DC converters. In *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, pages T2–174–T2–178, septembre 2010.
- [Sul10] Charles R. SULLIVAN : *Power Magnetics : Emerging Technologies and Research Needs*. Dartmouth Magnetics and Power Electronics Research Group, février 2010.
- [TAE90] J. S. THORP, M. AKHTARUZZAMAN et D. EVANS : The dielectric properties of alumina substrates for microelectronic packaging. *Journal of Materials Science*, 25(9):4143–4149, 1990.

- [TEANA90] J. S. THORP, D. EVANS, M. AL-NAIEF et M. AKHTARUZZAMAN : The dielectric properties of aluminium nitride substrates for microelectronics packaging. *Journal of Materials Science*, 25(12):4965–4971, 1990.
- [Tro04] Ghislain TROUSSIER : *Intégration de bobines sur silicium pour la conversion d'énergie*. Thèse de doctorat, INSA de Toulouse, 2004.
- [TSM98] J. R. THORPE, D. P. STEENSON et R. E. MILES : High frequency transmission line using micromachined polymer dielectric. *Electronics Letters*, 34(12):1237–1238, Jun 1998.
- [WBNX07] M. WANG, I. BATARSEH, K. D. T. NGO et H. XIE : Design and fabrication of integrated power inductor based on silicon molding technology. In *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 1612–1618, juin 2007.
- [Whe28] H. A. WHEELER : Simple inductance formulas for radio coils. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, 16(10):1398–1400, octobre 1928.
- [WOR<sup>+</sup>05] N. WANG, T. O'DONNELL, S. ROY, M. BRUNET, P. McCLOSKEY et S.C. O'MATHUNA : High-frequency micro-machined power inductors. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 290-291, Part 2:1347 – 1350, 2005. Proceedings of the Joint European Magnetic Symposia (JEMS' 04).
- [WOR<sup>+</sup>07] Ningning WANG, Terence O'DONNELL, Saibal ROY, Paul McCLOSKEY et Cian O'MATHUNA : Micro-inductors integrated on silicon for power supply on chip. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 316(2):e233 – e237, 2007. Proceedings of the Joint European Magnetic Symposia.
- [X-F17] X-FAB Semiconductors Foundries AG. *XT018 : 0.18 Micron HV SOI CMOS Technology*, avril 2017.
- [YLBN15] Y. YAO, G. Q. LU, D. BOROYEVICH et K. D. T. NGO : Survey of high-temperature polymeric encapsulants for power electronics packaging. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 5(2):168–181, février 2015.
- [YLTS13] D. YAO, C. G. LEVEY, R. TIAN et C. R. SULLIVAN : Microfabricated V-Groove Power Inductors Using Multilayer Co-Zr-O Thin Films for Very-High-Frequency DC-DC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(9):4384–4394, septembre 2013.
- [YNH<sup>+</sup>15] Y. YAN, K.D.T. NGO, D. HOU, M. MU, Y. MEI et G.Q. LU : Effect of Sintering Temperature on Magnetic Core-Loss Properties of a NiCuZn Ferrite for High-Frequency Power Converters. *Journal of Electronic Materials*, pages 1–7, 2015.
- [YW00] C. P. YUE et S. S. WONG : Physical modeling of spiral inductors on silicon. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 47(3):560–568, mars 2000.