



**HAL**  
open science

# Modélisation et conception de transformateurs planar pour convertisseur de puissance DC/DC embarqué

Jean-Sylvio Ngoua Teu Magambo Ngoua Teu Magambo

## ► To cite this version:

Jean-Sylvio Ngoua Teu Magambo Ngoua Teu Magambo. Modélisation et conception de transformateurs planar pour convertisseur de puissance DC/DC embarqué. Autre. Ecole Centrale de Lille, 2017. Français. NNT : 2017ECLI0025 . tel-03510276

**HAL Id: tel-03510276**

**<https://theses.hal.science/tel-03510276>**

Submitted on 4 Jan 2022

**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 : 337

CENTRALE LILLE

THESE

Présentée  
en vue  
d'obtenir le grade de

DOCTEUR

En

Spécialité : Génie Electrique

Par

Jean Sylvio NGOUA TEU MAGAMBO

Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique de Nancy, Lorraine-INP  
Master Ingénierie Electrique, Electronique et Informatique Industrielle, Université de Lorraine

DOCTORAT DELIVRE PAR CENTRALE LILLE

Titre de la thèse :

**Modélisation et conception de transformateurs planar pour  
convertisseur de puissance DC/DC embarqué**

Soutenue le 13 décembre 2017 devant le jury d'examen :

Président	<i>Thierry MEYNARD, Directeur de Recherche CNRS, INP-Toulouse, LAPLACE</i>
Rapporteur	<i>Charles JOUBERT, Professeur, Université de Lyon 1, Ampère</i>
Rapporteur	<i>Jean-Jacques ROUSSEAU, Professeur, UJM-Saint-Etienne, LabHC</i>
Examinatrice	<i>Melika HINAJE, Professeur, ENSEM-Nancy, Green</i>
Directeur de thèse	<i>Philippe LE MOIGNE, Professeur, Centrale Lille, L2EP</i>
Co-encadrant	<i>Xavier MARGUERON, Maître de Conférences, Centrale Lille, L2EP</i>
Invité	<i>Taoufik BENSALAH, Responsable électronique de puissance, THALES AES, Chatou</i>

Thèse préparée dans le Laboratoire L2EP  
Ecole Doctorale SPI 072 (Lille I, Lille III, Artois, ULCO, UVHC, Centrale Lille)

---

# Remerciements

Je voudrais tout d'abord remercier MM. Philippe Le Moigne et Taoufik Bensalah de m'avoir fait confiance dès le début en m'attribuant ce sujet de thèse. J'espère que comme moi, vous êtes satisfaits des résultats obtenus.

Je tiens aussi à remercier M. Thierry Meynard de m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de thèse, avec votre aura nationale et internationale dans la recherche en EP, vous avez fait montre de remarques intéressantes sur mon travail et ses perspectives.

Mes sincères remerciements vont également à l'endroit de MM. Charles Joubert et Jean-Jacques Rousseau qui ont accepté de rapporter sur mes travaux. Vos remarques, suggestions et questions témoignent non seulement de l'intérêt que vous avez accordé à mes travaux mais également du soin que vous avez apporté à la lecture et à la compréhension de mon manuscrit.

A Mme Hinaje, j'ai été heureux et fier de vous avoir eu dans mon jury de thèse. Pour vous avoir eu comme Professeure à l'ENSEM, j'ai été ravi que vous acceptiez d'être membre de ce jury, vos remarques pertinentes ont montré votre effort à la compréhension de mon travail, et je suis reconnaissant envers vous et vos collègues qui m'aviez encouragé à poursuivre sur cette voie.

A Xavier Margueron, mon très cher encadrant☺, malgré tes « névroses et mes réticences », j'ai pris du plaisir à travailler avec toi. De même qu'avec Arnaud Mahe du côté de TAES, avec vous deux, je pense avoir expérimenté la quintessence de la démarche scientifique, à partir d'hypothèses, de vérification par l'expérience, de la discussion et de la remise en question des résultats. Pour cela, je vous en remercie.

A Simon (a.k.a Chuck Norris), Xavier C. et Baptiste T., Abel O., Florent, Kongseng, Thierry D. je vous remercie également du temps passé avec moi pour le développement des prototypes, du banc de test et votre assistance dans les diverses démarches.

A Patrick B., Xavier. G, Frédéric G., Michel H., Stephane B., Bruno F., Nadir I. et Antoine B., merci pour les échanges que nous avons pu avoir que ce soit au niveau des activités de recherche ou de l'enseignement pour le département EEA.

A tous mes collègues et amis, Reda B. (mon binôme), Bilquis (le soleil mauricien), Ghislain (la quiétude incarnée), Tedjani (nouveau MdC), Reda E., Yafang, Emile (le gourmet fan d'ultimate), Maxime, Siyang, Xinyu, Adham (avec tes blagues nulles), Bilel Z., Lloris P., merci pour nos échanges, pour les moments de doutes et de joies que nous avons partagés pendant cette période.

A mes proches qui ont fait le déplacement pour ma soutenance et qui m'ont toujours soutenu quelques soient les circonstances, recevez toute ma gratitude et mon affection.

A ma hbiba qui a partagé ces années de façon particulière, merci d'avoir été là dans les bons comme les moments les plus difficiles. Nos voyages ont été une parenthèse enchantée lors de nos thèses. Merci d'avoir su souvent me convaincre, pour tes conseils et ton écoute, poupi.

Enfin, pour leur dévouement, leur bienveillance et leur amour sans faille, je remercie mes parents pour qui cette œuvre est aussi importante que pour moi. Il n'est pas de mot pour vous exprimer toute mon estime pour vous et vos sacrifices, que ces quelques lignes vous témoignent ma reconnaissance, ma fierté et mon amour.

A tous ceux que j'aurais oubliés, veuillez recevoir mes sincères remerciements.



*A mes parents*

# Table des matières

INTRODUCTION GENERALE .....	1
CHAPITRE 1 : Introduction aux composants magnétiques planar .....	7
<b>I. Introduction .....</b>	<b>8</b>
<b>II. Matériaux et noyaux magnétiques.....</b>	<b>10</b>
II.1. Généralités sur les matériaux magnétiques .....	10
II.2. Matériaux magnétiques pour l'électronique de puissance .....	12
II.2.a. Ferrites .....	12
II.2.b. Matériaux amorphes et nanocristallins .....	15
II.2.c. Comparaison entre nanocristallins et ferrites.....	15
II.3. Noyaux magnétiques.....	18
II.3.a. Introduction à la notion de Produit des Aires (Area Product $A_p$ ) .....	18
II.3.b. Noyaux planar .....	19
II.3.c. Comparaison noyaux planar et noyaux conventionnels.....	20
<b>III. Enroulements et pertes HF dans les conducteurs .....</b>	<b>22</b>
III.1. Types de conducteurs .....	22
III.1.a. Enroulements sur circuits imprimés .....	22
III.1.b. Enroulements en feuilles de cuivre .....	23
III.1.c. Enroulements en fil de Litz .....	24
III.2. Pertes HF dans les conducteurs .....	25
III.2.a. Effet de peau .....	25
III.2.b. Effet de proximité .....	28
III.2.c. Autres sources de pertes dans les composants planar.....	29
III.3. Réduction des pertes HF par entrelacement .....	32
<b>IV. Introduction à la modélisation numérique des composants magnétiques planar .....</b>	<b>35</b>
IV.1. Méthodes pour la modélisation des composants magnétiques.....	36
IV.2. Spécificités des composants magnétiques planar .....	36
IV.3. Modélisation par éléments finis 2-D et 3-D des CMP .....	37
<b>V. Conclusion .....</b>	<b>38</b>
CHAPITRE 2 : Modèles pour le dimensionnement des transformateurs planar – Application à un cas test .....	39
<b>I. Introduction .....</b>	<b>40</b>
<b>II. Modèles de pertes dans les transformateurs planar HF .....</b>	<b>41</b>
II.1. Modélisation des pertes cuivre.....	42
II.1.a. Mise en équations .....	42
II.1.b. Cas d'un conducteur rectangulaire de type plaque .....	43
II.1.c. Approches pour le calcul des effets de peau et de proximité dans un transformateur .....	46

II.2. Modélisation des pertes dans le matériau magnétique .....	54
II.2.a. Introduction aux pertes magnétiques .....	54
II.2.b. Modélisation des pertes dans le noyau magnétique.....	55
II.2.c. Données constructeurs pour estimer les pertes magnétiques .....	59
II.3. Autres types de pertes dans les transformateurs planar.....	60
II.3.a. Pertes dans le diélectrique .....	60
II.3.b. Pertes dans les vias et la connectique .....	61
II.4. Synthèse sur les différents types de pertes et leurs modèles associés .....	61
<b>III. Modélisation thermique des transformateurs planar .....</b>	<b>62</b>
III.1. Modes de transfert de chaleur.....	62
III.1.a. Conduction .....	62
III.1.b. Convection.....	64
III.1.c. Rayonnement .....	65
III.2. Modèles pour le calcul des échauffements dans les CMP .....	66
III.2.a. Modélisation par résistance thermique équivalente.....	66
III.2.b. Modélisation par réseau nodal de résistances thermiques.....	68
III.2.c. Modélisation par éléments finis 3-D .....	71
<b>IV. Elements parasites d'un transformateur planar .....</b>	<b>72</b>
IV.1. Impact des éléments parasites du transformateur planar dans les convertisseurs de puissance	73
IV.2. Modèles pour l'estimation de l'inductance de fuite.....	73
IV.2.a. Modèle de calcul BF.....	74
IV.2.b. Variation fréquentielle de l'inductance .....	76
IV.3. Calcul des capacités parasites .....	77
<b>V. Application à un cas test : Transformateur planar en feuillard 2kVA .....</b>	<b>78</b>
V.1. Dimensionnement analytique.....	78
V.1.a. Spécifications techniques.....	79
V.1.b. Modélisation analytique .....	80
V.1.c. Comparaison avec la modélisation numérique 3-D .....	85
V.2. Conception du prototype .....	87
V.2.a. Quelques mots sur les FabLab .....	87
V.2.b. CAO du transformateur .....	87
V.2.c. Réalisation des différents pièces du transformateur.....	88
V.2.d. Assemblage du transformateur .....	89
V.3. Caractérisation du transformateur .....	89
V.3.a. Mesure des résistances DC .....	89
V.3.b. Caractérisation petit signal .....	90
V.3.c. Essais en puissance .....	96
V.3.d. Discussion .....	98
<b>VI. Conclusion.....</b>	<b>99</b>

CHAPITRE 3 : Réduction des pertes cuivre par combinaison de formes de spires.....	100
<b>I. Introduction .....</b>	<b>101</b>
<b>II. Description du problème .....</b>	<b>102</b>
II.1. Noyaux planar EE vs planar ER .....	102
II.2. Combinaison de formes de spires : Présentation des cas tests .....	104
II.3. Méthodologie d'analyse et de comparaison .....	105
<b>III. Cas test d'un PCB douche couche.....</b>	<b>106</b>
III.1. Description de la géométrie .....	106
III.2. Simulations par éléments-finis 3-D .....	107
III.2.a. Comparaison des modèles avec angles identiques au primaire et au secondaire .....	107
III.2.b. Impact des formes de spires sur la capacité parasite des transformateurs.....	109
III.2.c. Impact des épaisseurs de cuivre et de PCB .....	110
III.2.d. Comparaison des facteurs résistifs pour les 9 combinaisons possibles .....	110
III.2.e. Analyse des pertes cuivres HF .....	112
III.3. Validation expérimentale.....	113
III.3.a. CAO et réalisation des PCB double-couche.....	113
III.3.b. Caractérisation petit signal.....	114
III.3.c. Essais avec un amplificateur de puissance .....	116
<b>IV. Extension aux transformateurs multicouches .....</b>	<b>117</b>
IV.1. Description des transformateurs en feuillard 8 couches .....	117
IV.2. Simulations FEM des transformateurs complets .....	118
IV.3. Caractérisation et tests des quatre prototypes .....	119
IV.3.a. Conception des prototypes .....	119
IV.3.b. Mesures en DC.....	120
IV.3.c. Caractérisation fréquentielle des prototypes.....	120
IV.3.d. Essais en puissance .....	123
<b>V. Conclusion .....</b>	<b>126</b>
CHAPITRE 4 : Développement de transformateurs planar de puissance en technologie PCB pour convertisseur DC/DC aéronautique.....	127
<b>I. Introduction .....</b>	<b>128</b>
<b>II. Etude du convertisseur tri-port DC/DC isolé et de ses contraintes .....</b>	<b>130</b>
II.1. Présentation générale .....	130
II.2. Spécifications et modes de fonctionnement .....	130
II.3. Convertisseur TAB .....	132
II.3.a. Description du convertisseur .....	132
II.3.b. Modulation Phase Shift (PSM) du convertisseur DAB .....	134
II.3.c. Modulation Phase Shift (PSM) du convertisseur TAB .....	136

II.3.d. Modulations alternatives .....	138
II.4. Contraintes sur les composants magnétiques .....	140
II.5. Problématique de l'inductance externe .....	142
<b>III. Dimensionnement et modélisation des transformateurs planar A 3-enroulements en technologie PCB.....</b>	<b>144</b>
III.1. Dimensionnement des prototypes de transformateurs planar en PCB multicouches .....	144
III.2. Modélisation analytique des prototypes .....	146
III.2.a. Estimations des résistances des différents enroulements.....	147
III.2.b. Estimation des pertes et du rendement pour différents points de fonctionnement .....	147
III.2.c. Calcul des inductances de fuites.....	148
III.3. Analyse par éléments-finis et comparaison .....	150
III.3.a. Hypothèses de modélisation.....	150
III.3.b. Comparaison avec les résultats analytiques .....	151
III.3.c. Modélisation 3-D de la température du transformateur.....	151
<b>IV. Caractérisation et intégration des prototypes de transformateurs planar .....</b>	<b>153</b>
IV.1. Caractérisation des prototypes réalisés .....	153
IV.1.a. Caractérisation de la version v1 .....	153
IV.1.b. Caractérisation de la version v2 .....	155
IV.2. Intégration au convertisseur DC/DC.....	157
IV.2.a. Test en basse puissance .....	158
IV.2.b. Tests en forte puissance .....	159
<b>V. Conclusion .....</b>	<b>168</b>
<i>Conclusion générale et Perspectives .....</i>	<i>169</i>
<i>Bibliographie .....</i>	<i>173</i>
<i>Annexes .....</i>	<i>180</i>
<b>Annexe I : Calcul analytique de l'induction magnétique crête .....</b>	<b>181</b>
<b>Annexe II : Résolution de l'équation de la chaleur en 1D stationnaire sans source interne.....</b>	<b>183</b>
<b>Annexe III : Calcul des éléments de l'impédance magnétisante .....</b>	<b>185</b>
<b>Annexe IV : Présentation de l'onduleur 2kVA .....</b>	<b>186</b>
<b>Annexe V : CAO des PCB .....</b>	<b>189</b>
<b>Annexe VI : Modélisation analytique des pertes et rendement du transformateur planar .....</b>	<b>196</b>
<b>Annexe VII : Simulation FEM 2D .....</b>	<b>199</b>
<b>Annexe VIII: Simulations FEM 3D en fréquentielle et en temporel .....</b>	<b>201</b>
<b>Annexe IX : Simulations FEM thermiques.....</b>	<b>207</b>



## Liste des figures

Figure 0.1 : L'électricité dans les avions à travers les âges [3].....	2
Figure 0.2 : Exemple de chaîne de conversion électrique de réseau de bord avec convertisseurs industriels [3].....	3
Figure 0.3 : Contraintes et choix technologiques du convertisseur de puissance .....	4
Figure 0.4 : Synoptique du convertisseur DC/DC .....	5
Figure 1.1 : Composant magnétique planar .....	8
Figure 1.2 : Exemples d'enroulements pour un transformateur HF (a) composant magnétique planar et (b) transformateur bobiné classique.....	8
Figure 1.3 : Cycle d'hystérésis de matériaux magnétiques durs et doux .....	11
Figure 1.4 : Exemple de propriétés de matériaux ferrites Mn-Zn en fonction de la température [21] .....	13
Figure 1.5 : Perméabilité initiale des Ferrites Mn-Zn et Ni-Zn.....	13
Figure 1.6 : Exemple de propriétés complexes d'un ferrite [20].....	14
Figure 1.7 : Différentes formes de circuits magnétiques en ferrite .....	14
Figure 1.8 : Perméabilité complexe d'un tore nanocristallin [25] .....	15
Figure 1.9 : Tores nanocristallins (a) tore oblong avant enrobage .....	15
Figure 1.10 : Comparaison des perméabilités initiales d'un nanocristallin et d'un ferrite en fonction de la température [25].....	16
Figure 1.11 : Comparaison des pertes volumiques entre nanocristallin et ferrite en fonction de l'induction, à 100kHz et 25°C [20].....	16
Figure 1.12 : Comparaison des termes de perméabilités complexes d'un tore nanocristallin et d'un tore ferrite Mn-Zn [20].....	17
Figure 1.13 : Allures des critères de performance des nanocristallins et des ferrites Mn-Zn [25].....	17
Figure 1.14 : Sections du circuit magnétique .....	19
Figure 1.15 : Formes de noyaux planar usuels : (a) EE (b) ER (c) EQ et (d) PQ .....	19
Figure 1.16 : Distribution de température : Transformateur planar vs conventionnel .....	21
Figure 1.17 : Transformateur planar avec des enroulements PCB (a) 2 couches (b) multicouche [34] (c) flex PCB [35].....	22
Figure 1.18 : Transformateur planar avec des enroulements de type feuillard 8 couches .....	23
Figure 1.19 : Fils de Litz [44].....	24
Figure 1.20 : Illustration de l'effet de peau [45] .....	26
Figure 1.21 : Effet de peau en fonction de la forme et de la taille des conducteurs .....	26
Figure 1.22 : Augmentation des courants induits sous l'effet de peau à 100kHz, en fonction de l'épaisseur du conducteur.....	27
Figure 1.23 : Effets de la fréquence sur la densité de courant dans un conducteur rectangulaire .....	28
Figure 1.24 : Illustration de l'effet de proximité [45] .....	28
Figure 1.25 : Courants induits: (a) 1 conducteur - effet de peau (b) 2 conducteurs (c) 3 conducteurs (d) 4 conducteurs .....	29
Figure 1.26 : Courant de circulation entre deux conducteurs en parallèle [47].....	30
Figure 1.27 : Effets de l'entrefer sur les pertes dans les enroulements - effets de bord (a) sans entrefer (b) conducteurs en face de l'entrefer (c) conducteurs éloignés de l'entrefer .....	30
Figure 1.28 : Position de l'entrefer dans un noyau planar : (a) EE avec entrefer sur chaque jambe, (b) EE avec entrefer sur la jambe centrale, (c) EI avec entrefer sur chaque jambe et (d) EI avec entrefer sur la jambe centrale.....	31
Figure 1.29 : Entrelacements des bobinages P et S : (a) cas PPPSSSS, (b) cas PPSSPPSS et (c) cas PPSPPSPS.....	32
Figure 1.30 : FMM et densité de courant pour les différents arrangements : (a) PPPSSSS (b) PPSSPPSS (c) PPSPPSPS .....	33
Figure 1.31 : Simulation 2D du transformateur PPSPPSPS à 500kHz.....	33
Figure 1.32 : Champ magnétique et densité de courant déduits de l'analyse éléments finis 2D (a) PPPSSSS, (b) PPSSPPSS et (c) PPSPPSPS .....	35
Figure 1.33 : Effet de l'entrelacement sur la résistance AC des trois configurations .....	35
Figure 1.34 : Dimensions des composants magnétiques planar avec enroulement PCB [62] .....	37
Figure 2.1 : Conception d'un composant magnétique.....	40
Figure 2.2 : Schéma équivalent HF d'un transformateur à 2 enroulements .....	41
Figure 2.3 : Conducteur rectangulaire de type plaque, alimenté par un courant $I$ .....	43

Figure 2.4 : Evolution du facteur résistif d'un conducteur rectangulaire, soumis à un effet de peau, en fonction de l'épaisseur relative $X$ .....	45
Figure 2.5 : Transformation de conducteurs ronds en plaques de résistance équivalente .....	46
Figure 2.6 : Transformation de conducteurs rectangulaires en plaques de résistance équivalente - cas des composants planar.....	47
Figure 2.7 : Conducteurs en plaques remplissant la fenêtre de bobinage et alimentés par un courant uniforme .	48
Figure 2.8 : Exemples de différents entrelacements .....	49
Figure 2.9 : Evolution des effets HF en fonction de l'épaisseur relative $X$ et du nombre de couches $m$ : (a) effet de proximité et (b) facteur résistif.....	50
Figure 2.10 : Facteur résistif en fonction du nombre de couches $m$ et de l'épaisseur relative $X$ .....	51
Figure 2.11 : Fenêtres de bobinage avec différents facteurs de porosité.....	52
Figure 2.12 : Comparaison entre modèles analytiques et simulation 2D pour $\eta = 0.58$ : (a) Facteur résistif et (b) erreur par rapport à la simulation FEA .....	52
Figure 2.13 : Comparaison entre modèles analytiques et simulation 2D pour $\eta = 0.83$ : (a) Facteur résistif et (b) erreur par rapport à la simulation FEA .....	53
Figure 2.14 : Différents types de pertes magnétiques .....	54
Figure 2.15 : Exemple de cycles d'hystérésis avec cycles mineurs.....	56
Figure 2.16 : Exemple d'induction magnétique avec des cycles mineurs.....	58
Figure 2.17 : Comparaison de modèles de pertes avec un relevé expérimental, en fonction de l'amplitude de l'harmonique de rang 3 .....	58
Figure 2.18 : Exemples de données constructeurs [21] pour les pertes fer : (a) Pertes volumiques pour un matériau 3C90 et (b) pertes dans un noyau de type planar E.....	59
Figure 2.19 : Modèle simplifié du courant de fuite dans un diélectrique .....	60
Figure 2.20 : Exemple de vias dans un PCB multicouche (a) vue en coupe (b) vue du dessus.....	61
Figure 2.21: Source de pertes située dans un domaine .....	63
Figure 2.22 : Analogie entre résistances électrique et thermique .....	63
Figure 2.23 : Tendances des résistances thermiques empiriques pour des noyaux E planar.....	67
Figure 2.24 : Résistance thermique équivalente en fonction des pertes et de la température ambiante .....	67
Figure 2.25 : Réseau de résistances thermiques autour du nœud $i$ .....	68
Figure 2.26 : Distribution de température dans un transformateur planar E38 360 VA : (a) Températures obtenues par réseau de résistances et (b) Températures obtenues par FEM [100] .....	70
Figure 2.27 : Schémas de simulation thermique : (a) Choix du schéma de modélisation et (b) Modélisation par blocs équivalents.....	71
Figure 2.28 : Schéma électrique équivalent d'un transformateur à 2 enroulements sans pertes.....	72
Figure 2.29 : Fréquences de résonance sur les impédances du transformateur [105].....	73
Figure 2.30 : Section d'un conducteur rectangulaire [111].....	74
Figure 2.31 : Exemple de fenêtre du transformateur avec deux conducteurs rectangulaires [111] .....	75
Figure 2.32 : Influence du matériau magnétique d'épaisseur $e_p$ [47].....	75
Figure 2.33 : 8 images magnétiques [111].....	76
Figure 2.34 : Modèle de variation d'une inductance [47] .....	76
Figure 2.35 : Exemple de capacités parasites entre des conducteurs dans une fenêtre de bobinage .....	78
Figure 2.36 : Schéma de l'onduleur HF.....	79
Figure 2.37 : Forme d'ondes théoriques au primaire du transformateur : (a) Tension et (b) Courant.....	79
Figure 2.38 : Description des conducteurs dans la fenêtre de bobinage : (a) Positionnement dans la fenêtre et (b) Représentation 2-D du transformateur .....	81
Figure 2.39 : Résistances AC estimées des enroulements à 25°C.....	82
Figure 2.40 : Pertes cuivre par couche (calcul au fondamental).....	83
Figure 2.41 : Courant et pertes dans le transformateur : (a) FFT du courant au primaire, (b) Forme d'onde du courant au primaire (5 premiers harmoniques) .....	83
Figure 2.42 : Evolutions fréquentielles de l'induction crête, des pertes, du rendement et de l'échauffement du transformateur.....	84
Figure 2.43 : Représentation des fuites magnétiques dans le transformateur : (a) Induction magnétique dans la fenêtre de bobinage et (b) Valeurs des inductances de fuite vue du primaire et du secondaire .....	85
Figure 2.44 : Modèle 3-D du transformateur simulé.....	86

Figure 2.45 : Simulation thermique 3D.....	87
Figure 2.46 : Images 3D de la conception CAO : (a) Feuille de Kapton sur ferrite, (b) Couches de cuivre empilées et (c) Clips de serrage .....	88
Figure 2.47 : Processus de fabrication des différents éléments du transformateur planar.....	88
Figure 2.48 : Exemples d'usinage : (a) Découpe des spires primaires et (b) Impression 3D des « clips » .....	88
Figure 2.49 : Etapes de du montage du transformateur planar .....	89
Figure 2.50 : Principe de la caractérisation : (a) définition des impédances et (b) processus d'identification .....	90
Figure 2.51 : Impédances mesurées au pont d'impédance : (a) Modules (b) Phases .....	92
Figure 2.52 : Indice de confiance .....	92
Figure 2.53 : Impédance primaire $Z_p$ : (a) Inductance magnétisante et (b) Résistance de pertes fer.....	93
Figure 2.54 : Rapport de transformation .....	93
Figure 2.55 : Mesure des fuites du transformateur : (a) Inductance de fuite vue du primaire et (b) Court-circuit au secondaire .....	94
Figure 2.56 : Résistances AC et facteurs résistifs - Comparaison mesure/estimation : (a) Résistance de l'enroulement secondaire, (b) Facteur résistif au secondaire, (c) Résistance de l'enroulement primaire et (d) Facteur résistif au primaire.....	95
Figure 2.57 : Banc expérimental.....	96
Figure 2.58 : Essai à vide : (a) Formes d'ondes au primaire et (b) Mesure de la température avec caméra infrarouge .....	97
Figure 2.59 : Essai en court-circuit : (a) Formes d'ondes au primaire et (b) Mesure de la température avec caméra infrarouge .....	98
Figure 3.1 : Noyaux magnétiques et formes des enroulements pour deux transformateurs planar : (a) planar EE64 et (b) planar ER64.....	103
Figure 3.2 : Exemple de pistes carrées : Géométrie 3D (a) et modèle simulé (b) .....	106
Figure 3.3 : Comparaison des facteurs résistifs de trois combinaisons : (a) Facteurs résistifs primaires (Frp) et (b) Facteurs résistifs secondaires (Frs) .....	108
Figure 3.4 : Comparaison des facteurs inductifs de trois combinaisons : (a) Facteurs inductifs au primaire FLp et (b) Facteurs inductifs au secondaire FLs.....	109
Figure 3.5 : Comparaison des facteurs Frp pour différentes épaisseurs de cuivre et de PCB : (a) Epaisseur de cuivre variable (avec PCB 0.5mm) et (b) Epaisseur du PCB variable (avec cuivre 105µm) .....	110
Figure 3.6 : Facteurs résistifs pour les 9 configurations : (a) Frp primaires et (b) Frs secondaires.....	111
Figure 3.7 : Résistances des transformateurs Pc-Sc et Pr-Sr : (a) primaire et (b) secondaire.....	112
Figure 3.8 : Formes d'ondes considérées : (a) courant sinusoïdal (b) courant en créneau (c) Spectre des 3 premiers harmoniques pour le courant en triangle.....	113
Figure 3.9 : PCB réalisés : (a) CAO vue de dessus, (b) CAO vue de dessous et (c) prototypes.....	114
Figure 3.10 : Exemple du prototype de transformateur planar PCB double couche Pc-Sr.....	114
Figure 3.11 : Résistances vues des primaires : (a) Mesures des $R_{AC}$ et (b) Facteurs résistifs .....	115
Figure 3.12 : Résistances vues du secondaire : (a) Mesures des $R_{AC}$ et (b) Facteurs résistifs .....	115
Figure 3.13 : Banc d'alimentation en puissance des transformateurs planar PCB doubles couches .....	116
Figure 3.14 : Formes d'ondes au primaire des transformateurs 8 couches : (a) Tension et (b) Courant .....	117
Figure 3.15 : Exemple du transformateur 8 couches Pc-Sr : (a) Vue 2-D plan et (b) Modèle 3-D .....	118
Figure 3.16 : Alimentation des spires du feuillard 8 couches .....	118
Figure 3.17 : Résistances des enroulements primaires obtenues par simulations FEM : (a) $R_{AC}$ et (b) Fr.....	119
Figure 3.18 : Résistances des enroulements secondaires obtenues par simulations FEM : (a) $R_{AC}$ et (b) Fr.....	119
Figure 3.19 : Conception des prototypes multicouches : (a) CAO des enroulements primaires, (b) CAO des enroulements secondaires et (c) Transformateurs 8 couches Pr-Sr et Pc-Sc.....	120
Figure 3.20 : Résistances des enroulements primaires obtenues par mesures : (a) $R_{AC}$ et (b) Fr.....	121
Figure 3.21 : Résistances des enroulements secondaires obtenues par mesures : (a) $R_{AC}$ et (b) Fr.....	121
Figure 3.22 : Inductances de fuites vue du primaire : (a) $L_f$ et (b) $F_L$ .....	122
Figure 3.23 : Exemple d'impédances mesurées pour la configuration $P_c - S_c$ .....	122
Figure 3.24 : Essai en court-circuit du transformateur Pr -Sc - Relevés à l'oscilloscope.....	123
Figure 3.25 : Mesure avec une caméra thermique de la température du prototype de transformateur Pr-Sc en court-circuit.....	125

Figure 3.26 : Evolution de la température des combinaisons Pr-Sr et Pc-Sc : (a) Relevé de $T^\circ$ en fonction du temps et (b) Ecart de température .....	125
Figure 4.1 : Exemple simplifié d'un réseau électrique de bord dans un avion Boeing 777 [146] .....	128
Figure 4.2 : Synoptique du convertisseur avec la norme aéronautique DO-160.....	130
Figure 4.3 : Synoptique des différents modes de fonctionnement .....	131
Figure 4.4 : Mise en parallèle des ports LVDC (Fonction F7) : (a) Synoptique et (b) Puissances transmissibles..	131
Figure 4.5 : Schéma électrique du TAB .....	133
Figure 4.6 : Schéma électrique d'un convertisseur DAB.....	134
Figure 4.7 : Commandes des transistors du DAB en modulation PSM.....	135
Figure 4.8 : Formes d'ondes en modulation PSM .....	135
Figure 4.9 : Commande PSM du TAB .....	137
Figure 4.10: Validation de la modulation NMS (a) Formes d'ondes avec modèles analytiques, (b) Formes d'ondes avec modèle LTSPICE, (c) Maquette basse puissance et (d) Formes d'ondes mesurées [158] .....	139
Figure 4.11 : Gestion des modulations du DAB en fonction de la puissance [160].....	140
Figure 4.12 : Schémas équivalents du transformateur en Y et en $\Delta$ [150]: (a) Schéma équivalent du transformateur TAB, (b) Schéma en DAB équivalent, (c) Schéma équivalent en $\Delta$ référencé au primaire et (d) Schéma équivalent en Y référencé au primaire.....	141
Figure 4.13 : Puissance maximale transmissible en fonction de $\psi$ et $L_{DAB}$ en PSM.....	142
Figure 4.14 : Caractérisation d'une inductance <i>Coilcraft</i> de $10\mu\text{H}$ : (a) Self SER2918H, (b) Schéma électrique équivalent et (c) Comparaison modèle-mesure .....	143
Figure 4.15 : Description des conducteurs du transformateur TAB .....	146
Figure 4.16 : Résistances AC des enroulements estimés .....	147
Figure 4.17 : Estimation des grandeurs en fonction du point de fonctionnement : (a) Induction crête, (b) pertes, (c) échauffement et (d) rendement .....	148
Figure 4.18 : Schéma électrique du transformateur à 3 enroulements avec transformateur de fuite.....	149
Figure 4.19 : Inductances de fuite estimées pour le transformateur TAB : (a) 1 <sup>er</sup> secondaire, (b) 2 <sup>nd</sup> secondaire et (c) primaire .....	149
Figure 4.20 : Modèles numériques : (a) Modèle 2-D et (b) Modèle 3-D.....	150
Figure 4.21 : Simulation thermique du transformateur : (a) Température globale, (b) Température du noyau magnétique et (c) Température des enroulements.....	152
Figure 4.22 : Version v1 d'un prototype de transformateur planar : (a) PCB multicouches MC20_N17B et (b) Version v1 caractérisée.....	153
Figure 4.23 : Courbes de caractérisation du prototype v1 : (a) Inductances de fuites aux secondaires, (b) Inductance magnétisante, (c) Résistances secondaires et (d) Résistance primaire .....	154
Figure 4.24: Version v2 d'un prototype: (a) Transformateur avec connectique secondaire, (b) Connectique primaire et (c) Caractérisation sur pont d'impédance .....	155
Figure 4.25 : Résultats de caractérisation de prototypes v2 : (a) Inductance de fuite vue du primaire, (b) Inductance magnétisante, (c) Résistance équivalente de pertes fer, (d) Inverse du ratio du transformateur ( $N_{12}$ et $N_{13}$ ), (e) Comparaison des résistances primaires et (f) Comparaison des résistances secondaires .....	156
Figure 4.26 : Intégration d'un prototype v1 dans une maquette du TAB : (a) Vue du dessus et (b) Vue de face avec mise en parallèle des secondaires.....	158
Figure 4.27 : Formes d'ondes de l'essai en basse puissance .....	159
Figure 4.28 : Circuit PSIM simulé .....	160
Figure 4.29 : Formes d'ondes à vide : (a) Mesures (b) Simulations PSIM.....	161
Figure 4.30 : Mesures à vide avec self <i>Coilcraft</i> de $10\mu\text{H}$ .....	162
Figure 4.31 : Simulation PSIM d'un essai en charge ( $R_{\text{charge}}=0.376\Omega$ ) : (a) $L_{DAB}=1\mu\text{H}$ et (b) $L_{DAB}=11\mu\text{H}$ .....	163
Figure 4.32 : Transformateur planar et transformateur à fil de Litz 3.75kW.....	164
Figure 4.33 : Comparaison des formes d'ondes obtenues avec les deux transformateurs : (a) Transformateur bobiné à 1.5kW, (b) PCB planar à 1.5kW, (c) Transformateur bobiné à 4kW et (d) PCB planar à 4kW .....	165
Figure 4.34: Comparaisons des performances du convertisseur avec les deux transformateurs (a) pertes totales et (b) rendement.....	166
Figure 4.35 : Démonstrateur du TAB avec le prototype v2 .....	167

Figure A. 1 : Evolution linéaire de la température dans un solide sans source de chaleur interne et en stationnaire	184
Figure A. 2 : Impédance magnétisante du transformateur	185
Figure A. 3 : MOSFETs utilisés pour réaliser les bras de l'onduleur	186
Figure A. 4 : Commande alternée avec temps mort entre deux bras	187
Figure A. 5 : CAO de la carte de puissance : (a) Circuit électrique (b) Placement des composants pour routage	187
Figure A. 6 : Image CAO 3D de la carte d'onduleur	187
Figure A. 7 : Mise en panneau des prototypes de planar PCB	189
Figure A. 8 : Cross section du PCB	190
Figure A. 9 : Ecart ferrite/carte	192
Figure A. 10 : Isolation et pouvoir diélectrique	193
Figure A. 11 : Description des couches avec matériau 370HR du fabricant Isola	193
Figure A. 12 : CAO du PCB MC20_N17B (ou Pc_Sc)	195
Figure A. 13 : Distribution des pertes cuivre dans les différentes couches conductrices, en régime permanent, au nominal et pour un courant sinusoïdal	196
Figure A. 14 : Simulations analytiques en fonction de la fréquence de découpage et de la tension HVDC HVDC	196
Figure A. 15 : Simulations analytiques en fonction de la fréquence de découpage et de la puissance	197
Figure A. 16 : Simulations analytiques en fonction du rapport de transformation et de la tension HVDC : (a) Pertes cuivre (b) pertes magnétiques (c) induction magnétique crête (d) pertes totales (e) rendement	198
Figure A. 17 : Simulations FEM 2D : (a) Compensation des Ampères-tours (b) Puissance nominale (3.75kW) (c) Puissance maximale (5.6kW)	199
Figure A. 18 : Résistances des enroulements en fonction de la fréquence (a) primaire (b) secondaire	201
Figure A. 19 : (a) Induction magnétique (b) Flux magnétique principal et inductance magnétisante	202
Figure A. 20 : Pertes en fonction de la fréquence (a) Pertes fers avec induction crête constante (b) Pertes cuivre	203
Figure A. 21 : Formes d'ondes au primaire (a) courant dans la self DAB (b) Tension induite au primaire	204
Figure A. 22 : Forme d'ondes (a) tension au secondaire (b) induction magnétique	205
Figure A. 23 : Formes d'ondes des pertes (a) pertes cuivre (b) pertes fers	206
Figure A. 24 : Forme d'onde du courant magnétisant	206
Figure A. 25 : Géométrie du PCB utilisée pour la simulation thermique	207
Figure A. 26 : Positionnement des matériaux	208
Figure A. 27 : Positions des matériaux pour étude de la sensibilité	209
Figure A. 28 : Identification des cas critiques	210
Figure A. 29 : Cas le plus optimiste	210
Figure A. 30 : Cas le plus pessimiste	211
Figure A. 31 : Cas optimum	211
Figure A. 32 : Simulations des différentes températures des points d'analyses dans deux cas (a) vias pleins (b) vias creux	212

## Liste des tableaux

Tableau 1.1 : Propriétés de matériaux magnétiques doux et domaines d'application [20].....	12
Tableau 1.2 : Comparaison des caractéristiques d'un nanocristallin FeCuNbSi et d'un ferrite Mn-Zn [25].....	16
Tableau 1.3 : Comparaison des pertes totales d'un matériau nanocristallin et d'un matériau ferrite en fonction de l'induction, de la fréquence et de la température [20].....	17
Tableau 1.4 : Tailles et masses des noyaux planar standards issus du fabricant Ferroxcube [21].....	20
Tableau 1.5 : Plus petit noyau planar [21] vs conventionnel à produits des aires équivalents .....	21
Tableau 1.6 : Plus grand noyau planar [21] vs conventionnel à produit des aires équivalents .....	21
Tableau 1.7: Paramètres de fil de Litz en fonction de la fréquence de fonctionnement .....	24
Tableau 1.8 : Evolution des résistances en fonction du nombre de conducteurs adjacents .....	29
Tableau 1.9 : Effets de bords sur les résistances des enroulements de la Figure 1.27 .....	31
Tableau 1.10 : Plage de variation des dimensions typiques lors de l'association de 2 noyaux planar E [21] .....	37
Tableau 2.1 : Conductivités thermiques des matériaux constituant un composant magnétique planar .....	64
Tableau 2.2 : Coefficients du transfert de chaleur par convection naturelle [95].....	65
Tableau 2.3 : Spécifications du transformateur planar à dimensionner .....	79
Tableau 2.4 : Résistances issues de la simulation 3D et comparaison au modèle analytique.....	86
Tableau 3.1 : Comparaison des performances des noyaux EE64 et ER64 pour le point de fonctionnement nominal.....	103
Tableau 3.2: Formes des pistes .....	104
Tableau 3.3 : Combinaisons possibles à partir des formes élémentaires .....	105
Tableau 3.4 : Epaisseurs standards de cuivre (Cu) et de PCB.....	106
Tableau 3.5 : Résistances DC simulées sur un coin de la géométrie (Figure 3.2b).....	107
Tableau 3.6 : Inductances de fuite BF vue du primaire pour un coin de la géométrie (Figure 3.2b).....	108
Tableau 3.7 Comparaison des capacités parasites simulées en 3D .....	109
Tableau 3.8 : Pertes cuivre HF simulées pour 2 cas de PCB double couche.....	113
Tableau 3.9: Mesures au micro-ohmmètre des résistances DC des 4 prototypes PCB double couche .....	115
Tableau 3.10 : Comparaison des pertes des prototypes PCB double couche – Essais à vide et en court-circuit ..	116
Tableau 3.11 : Spécifications des prototypes de transformateur planar 8 couches .....	117
Tableau 3.12 : Dimensions des spires primaires et secondaires.....	117
Tableau 3.13 Mesures des résistances DC VS simulations FEM 3D.....	120
Tableau 3.14 Comparaison des capacités parasites des différentes configurations.....	123
Tableau 3.15 Mesures des pertes des différentes configurations – Essais à vide et en court-circuit des transformateurs .....	124
Tableau 4.1: Résumé des spécifications techniques .....	132
Tableau 4.2 : Résumé du cahier des charges du convertisseur TAB.....	133
Tableau 4.3: Différentes modulations possibles en configuration DAB .....	138
Tableau 4.4 : Comparaison des modulations PSM et NMS pour $P_{out} = 500W$ [158] .....	138
Tableau 4.5 : Comparaison des modulations PSM et NMS pour $P_{out} = 2500W$ [158].....	138
Tableau 4.6 : Paramètres de différentes inductances <i>Coilcraft</i> caractérisées .....	143
Tableau 4.7 : Nomenclature des configurations des prototypes de PCB 20 couches .....	146
Tableau 4.8: Inductances de fuite et couplage.....	149
Tableau 4.9 : Comparaison des résultats numériques et analytiques .....	151
Tableau 4.10 : Comparaison des caractérisations prototype v1 et du modèle FEM 3D.....	154
Tableau 4.11 : Comparaison entre mesures sur prototypes v2 et résultats FEM 3-D .....	157
Tableau 4.12 : Point de test en basse puissance du convertisseur + prototype v1 + noyaux ETD.....	159
Tableau 4.13 : Caractéristiques de l'essai à vide sans self externe .....	160
Tableau 4.14: Caractéristiques de l'essai à vide avec self <i>Coilcraft</i> de 10 $\mu H$ .....	161
Tableau 4.15 : Comparaison des caractéristiques des deux transformateurs HF 3.75 kW .....	164
Tableau 4.16 : Comparaison des densités de puissance du convertisseur DC/DC.....	167
Tableau A. 1 : Augmentation de l'épaisseur de métallisation d'un via .....	192
Tableau A. 2 : Conductivités thermiques des matériaux utilisés pour la simulation thermique.....	207
Tableau A. 3 : Résultats bruts d'analyse de sensibilité avec les matériaux choisis .....	209

---

## Lexique

1-D : Unidimensionnel (ou à une dimension de l'espace)  
 2-D : Bi-dimensionnel (ou à deux dimensions de l'espace)  
 3-D : Tri-dimensionnel (ou à trois dimensions de l'espace)  
 AC : Alternative current ou courant alternatif  
 AC/DC : Conversion d'un signal électrique alternatif en signal électrique continu  
 ATDM : Atelier Thales de Développement Matériel  
 CAO : Conception assistée par ordinateur  
 DAB : Double Active Bridge  
 DC : Direct current ou courant continu  
 DC/AC : Conversion d'un signal électrique continu en signal électrique alternatif  
 DC/DC : Conversion d'un signal électrique continu en signal électrique continue d'amplitude différente  
 CEM : Compatibilité ElectroMagnétique  
 CIFRE : Convention Industrielle de Formation par la Recherche  
 CMP : Composant magnétique planar  
 FabLab : Fabrication laboratory  
 FMM : Force Magnéto-Motrice  
 GaN : Semiconducteur en Nitrure de Gallium  
 G2ELab : Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble  
 HF : Haute Fréquence  
 HVDC : High Voltage Direct Current (ou réseau « haute tension » continue)  
 BF : Basse Fréquence  
 EP : Electronique de Puissance  
 FEA : Finite Element Analysis  
 FEM : Finite Element Model  
 Fr : Facteur résistif ou résistance électrique relative  
 FL : Facteur inductif ou inductance de fuite relative  
 L2EP : Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille  
 LVDC : Low Voltage Direct Current (ou réseau « basse tension » continue)  
 MEA : More Electric Aircraft  
 Mn-Zn : Alliage Manganèse-Zinc  
 MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor  
 Ni-Zn : Alliage Nickel-Zinc  
 NMS : New Modulation Strategy  
 PCB : Printed Circuit Board  
 PEEC : Partial Element Equivalent Circuit  
 Pcu : Pertes cuivre  
 Pf : Pertes dans le noyau magnétique  
 PSM : Phase-Shift Modulation  
 Ptot : Pertes totales dans le transformateur  
 $R_{AC}$  : Résistance électrique parcourue par un courant alternatif donné  
 $R_{DC}$  : Résistance électrique parcourue par un courant continu donné  
 $R_{th}$  : Résistance thermique  
 SiC : Semiconducteur en Carbure de Silicium  
 Sophemis : Superviseur d'OPTimisation de macHines Electriques ModélliséeS  
 TAB : Triple Active Bridge  
 TAES : Thales Avionics Electrical Systems  
 TGS : Thales Global Services  
 GaN : Semiconducteur en Nitrure de Gallium  
 WBG : Wide Band Gap  
 ZVS : Zero Voltage Switching

## *INTRODUCTION GENERALE*

*"Toute technologie suffisamment avancée est indiscernable de la magie."*

Arthur C. Clarke



Depuis quelques décennies, les équipements électroniques ont connu une mutation remarquable. Cela a notamment été possible grâce aux progrès technologiques qu'ont connu les composants de puissance présents dans une grande partie des convertisseurs, au cœur des différents appareils que l'on utilise au quotidien (téléviseurs, chargeurs, ordinateurs...). On ne distingue pas toujours la présence de ces composants car leur évolution a également été marquée par leur miniaturisation. En dehors de l'encombrement et du rendement de ces composants, les concepteurs veillent également à leur coût pour rester compétitifs.

Les travaux présentés ont été réalisés dans le cadre d'une thèse CIFRE entre Thales Avionics Electrical Systems (TAES), équipementier aéronautique de systèmes de conversion d'électronique de puissance, et le Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP). A ce titre, TAES est un acteur majeur dans le développement de l'avion plus électrique ou MEA (More Electric Aircraft).

Dès les prémices de l'aéronautique au début du XXe siècle, les ingénieurs ont réfléchi au moyen de générer et de contrôler la puissance électrique embarquée dans les avions [1]. Actuellement, l'avion plus électrique est un sujet qui mobilise les équipementiers aéronautiques, avec la volonté d'augmenter la puissance électrique disponible dans les nouvelles générations d'avions [2]. En une décennie, la puissance électrique fournie par les systèmes électriques aéronautiques a été multipliée par 10 (Figure 0.1) [3].

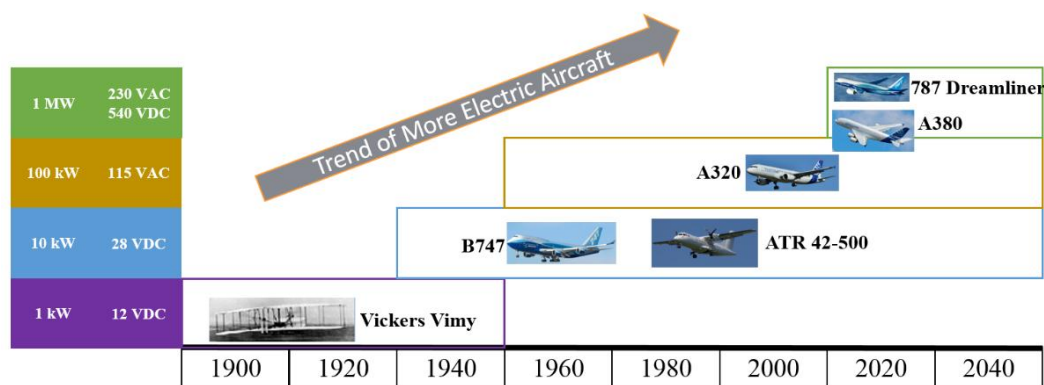


Figure 0.1 : L'électricité dans les avions à travers les âges [3]

Dans une politique de développement durable, la recherche de l'efficacité énergétique des systèmes est essentielle et, dans ce contexte, l'avion plus électrique du futur a des objectifs ambitieux. Il s'agira de réduire la consommation de carburant et l'émission de gaz ( $\text{CO}_2$ ,  $\text{NO}_x$ ) ainsi que le bruit. Pour atteindre ces objectifs, les industriels ont décidé de mutualiser leurs compétences au sein de différents projets : en Europe avec CleanSky2 [4] et en France avec GENOME [5] (GEstioN OptiMisée de l'Energie). Certains axes développés dans ces projets traitent du remplacement des systèmes hydrauliques et pneumatiques par des systèmes électriques [6], l'introduction d'un réseau de bord continu haute tension [7] [8] ou des phases de green-taxiing [9] [10] (déplacement au sol de l'avion à l'aide d'actionneurs électriques) par exemple. Les systèmes électriques présentent des avantages significatifs tels que le gain en masse, la rationalisation de l'énergie, la disponibilité et le coût de maintenance [10].

Plus généralement, les systèmes électriques en aéronautique font appel au savoir-faire du génie électrique, de la génération à la distribution de l'énergie électrique, en passant par le stockage de cette énergie pour l'alimentation électrique de secours ou pour des charges électriques. Tous ces équipements sont interconnectés par des convertisseurs de puissance : onduleurs, redresseurs et hacheurs. Ces systèmes d'électronique de puissance (EP) sont soumis aux contraintes liées à l'aéronautique : harmoniques, facteur de puissance, compatibilité électromagnétique (CEM), normes spécifiques,

rendement, encombrement, masse, isolation... [11]. L'isolation est nécessaire pour des raisons de sécurité et la réduction des courants de mode conduit [12]. Cette fonction d'isolation galvanique est assurée par un transformateur basse fréquence (BF) ou haute fréquence (HF) intégré au convertisseur d'électronique de puissance selon la technologie utilisée.

Les composants magnétiques (transformateurs et inductances), sont un frein au niveau d'intégration et de densité de puissance du fait de leur encombrement et de leur masse. A titre de comparaison, les onduleurs, qui ne nécessitent pas l'utilisation de composants magnétiques, atteignent de fortes densités de puissance, supérieures à quelques kW/kg [13] et même plus dans le domaine automobile. A l'opposé, les convertisseurs DC/DC avec transformateur HF ont actuellement des densités de puissance inférieures à 2kW/kg [14]. Ceci dit, ces composants magnétiques sont aussi un levier technologique pour améliorer les performances des systèmes d'électronique de puissance, en particulier dans l'avion plus électrique. En effet, historiquement, la recherche sur des transformateurs plus légers a commencé avec les premières investigations de systèmes électriques aéronautiques [15], en particulier dans les années 1940.

Avec le développement des composants magnétiques planar [16], les inductances et transformateurs planar HF sont rapidement devenus une solution intéressante pour augmenter la densité de puissance des convertisseurs AC/DC ou DC/DC [17] (Figure 0.2). Ces composants magnétiques planar sont déjà très utilisés dans le secteur automobile pour les véhicules hybride et électrique ou, plus généralement dans les systèmes embarqués. Ainsi, les secteurs aéronautique et aérospatial s'orientent de plus en plus vers cette technologie, en particulier avec les nouvelles contraintes des réseaux de bord.

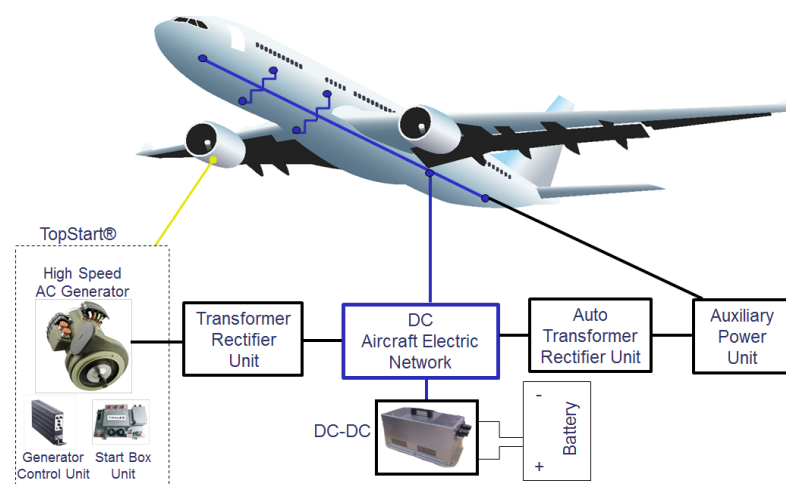


Figure 0.2 : Exemple de chaîne de conversion électrique de réseau de bord avec convertisseurs industriels

[3]

Dans ce contexte d'augmentation de la densité de puissance des convertisseurs électriques, l'avion plus électrique demande un effort important dans l'optimisation des architectures de distribution électriques. Cette orientation nécessite des travaux de recherche allant du système au composant, ainsi que les conditions d'utilisation de ces derniers avec un bon niveau de fiabilité et de disponibilité.

L'augmentation de la densité de puissance des convertisseurs d'électronique de puissance est un défi pour tous les concepteurs d'alimentation à découpage. Plus un système de puissance est petit, plus il devient difficile d'en extraire les calories. Plusieurs pistes sont envisagées pour atteindre cet objectif de réduction de masse. Ces pistes s'articulent autour de différents axes : technologies des composants,

nouveaux matériaux et haute température, optimisation de l'ensemble contrôle-structure de conversion....

L'utilisation des convertisseurs de puissance dans des ambiances hautes températures est aujourd'hui un enjeu stratégique majeur dans le domaine aéronautique. Cette montée en température est importante pour accompagner les nouveaux composants à grand gap ou WBG (Wide Band Gap : SiC, GaN). Ces composants présentent l'avantage de pouvoir fonctionner à des températures plus élevées que le Silicium (Si), ainsi qu'à des fréquences plus importantes, mais nécessitent une mutation profonde des techniques d'intégration pour s'adapter aux futures contraintes en température.

Cette montée en fréquence a également favorisé le développement des composants magnétiques planar (noyaux magnétiques et conducteurs plats) qui sont de fait, une alternative intéressante aux composants HF bobinés classiques (à fil de Litz), notamment pour des applications de quelques kW.

Pour cette gamme de puissance, les courants dans les enroulements peuvent facilement atteindre quelques centaines d'Ampères. Sans outil de conception approprié, il peut apparaître dans ces conducteurs plats (donc fins) des points chauds induisant des baisses de performances (augmentation des pertes, surdimensionnement du dissipateur...), voire la destruction des composants.

Les travaux présentés dans ce manuscrit portent donc sur ces composants magnétiques planar « forte puissance » pour un convertisseur DC/DC bidirectionnel (Figure 0.4). En parallèle à ces travaux, une seconde thèse CIFRE portant sur la partie « électronique de puissance et commande » (Figure 0.3) a été mise en œuvre au G2Elab (Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble). Les travaux qui s'y sont déroulés ont eu pour objet le développement d'un prototype utilisant des composants SiC et le développement de modèles analytiques permettant l'optimisation des stratégies de modulations, le but étant de réduire le courant efficace dans les différents composants et d'assurer la condition de commutation douce à zéro de tension ou ZVS (Zero Voltage Switching). L'objectif commun de ces deux thèses était de proposer un convertisseur à forte intégration avec des technologies émergentes, tant coté composants actifs, que passifs.

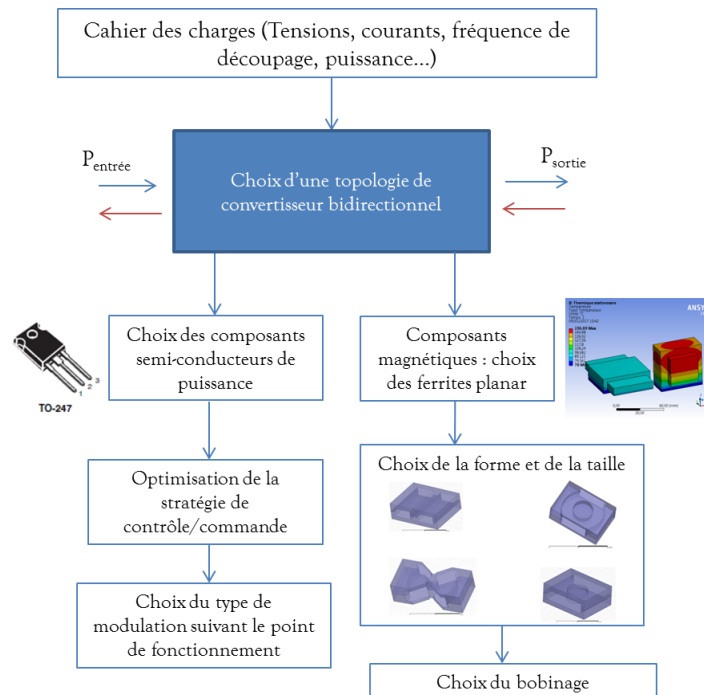


Figure 0.3 : Contraintes et choix technologiques du convertisseur de puissance

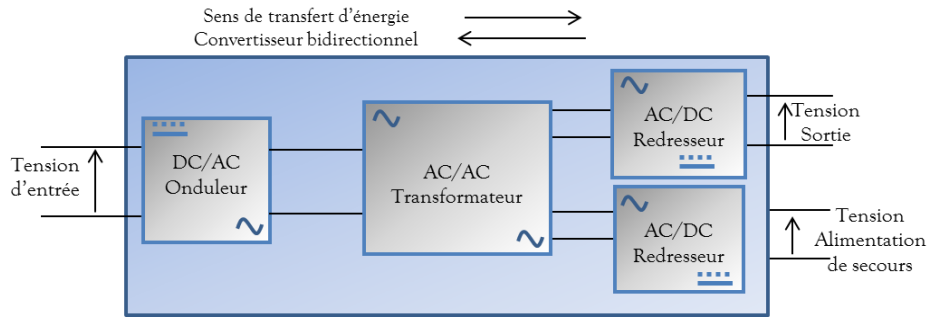


Figure 0.4 : Synoptique du convertisseur DC/DC

Le but de cette thèse est donc de développer un outil simple permettant le dimensionnement rapide d'un transformateur planar à forte densité de puissance, pouvant intégrer d'autres fonctionnalités pour le convertisseur (optimisation de la self de fuite, ...). Pour cela, les modèles analytiques existants dans la littérature ont été utilisés ainsi que des modèles semi-analytiques développés au L2EP. Les résultats issus de cet outil de dimensionnement sont comparés à des modèles éléments finis 2-D/3-D. Dans un second temps, les résultats sont validés par des essais de caractérisation et de puissance sur des prototypes laboratoires et industriels.

Le chapitre premier de ce mémoire présente les composants magnétiques planar d'une manière générale. Il montre quels avantages apportent cette technologie par rapport à un transformateur bobiné classique, puis décrit les différentes technologies de bobinage utilisées et les compare sur différents critères (industrialisation, coût, intégration...). Pour finir cette partie, la problématique des courants induits dans les conducteurs méplats en HF et les solutions connues sont abordées.

Le chapitre 2 présente les différents modèles analytiques utilisés pour modéliser les courants induits dans les conducteurs méplats. La méthode classique de Dowell est présentée ainsi que les différentes variantes que l'on retrouve dans la littérature. Un accent est également mis sur les limites de ces modèles et de leurs hypothèses. Différents modèles sont ainsi présentés pour estimer les principaux paramètres de dimensionnement du composant : pertes cuivre, pertes fer et résistance thermique. Parmi ces modèles, dans chaque cas, nous choisissons une méthode pour notre outil de dimensionnement. Les éléments dits parasites, à savoir l'inductance de fuite et les capacités parasites, sont également évoqués. Le dernier paramètre à estimer par l'outil est l'un des plus critiques car il s'agit de la température du transformateur en fonctionnement. Pour cela, il est nécessaire de connaître la résistance thermique des différents éléments du transformateur ou la résistance thermique équivalente de celui-ci. Pour ce faire, les modèles simples existants sont présentés, ainsi qu'un modèle nodal permettant potentiellement de prédire la localisation des points chauds. Notons aussi que cet échauffement est un facteur dimensionnant pour le dissipateur thermique. Ces différents choix sont illustrés au travers d'un cas test de dimensionnement, incluant une caractérisation et des essais en puissance. Ces essais permettent de valider les choix de modèles du dimensionnement, la caractérisation permettant de déduire les paramètres du schéma électrique équivalent à partir d'une routine de post-traitement également présentée.

Le troisième chapitre investigate le gain sur les pertes cuivre qui peut être obtenu en combinant différentes formes de spires. Pour cela, nous partons des limites des modèles analytiques présentés dans le chapitre 2 pour réaliser une étude éléments finis 3-D de différents cas tests. Les différentes simulations réalisées sont comparées entre elles puis validées par une caractérisation de différents prototypes de transformateur en PCB double couche et feuillard 8 couches. Pour conclure cette partie, certaines

configurations intéressantes sont mises en évidence et en particulier une configuration issue d'une règle de CAO largement utilisée, mais qui n'avait pas été formellement montrée, notamment dans le cas de la technologie planar.

Le dernier chapitre présente le dimensionnement de transformateurs planar en PCB multicouches et l'intégration de ceux-ci au sein du convertisseur de puissance DC/DC réalisé au G2Elab. La spécification du convertisseur est présentée ainsi que les résultats issus des modèles analytiques et des simulations éléments finis 3-D. La phase de prototypage est résumée et la détermination du schéma électrique équivalent à partir de la caractérisation est effectuée puis comparée aux modèles. L'impact des éléments parasites est souligné dans le fonctionnement du convertisseur et des solutions pour le réduire sont présentées. Une comparaison est enfin effectuée entre les performances obtenues avec un prototype de transformateur planar réalisé et un transformateur bobiné HF équivalent.

Enfin, en conclusion et perspectives sur ces travaux, des solutions sont proposées pour améliorer l'outil de dimensionnement, les futurs prototypes et augmenter de la densité de puissance.

# *CHAPITRE 1 : Introduction aux composants magnétiques planar*

*"Dans la nature, tout a toujours une raison. Si tu comprends cette raison, tu n'as plus besoin de l'expérience."*  
Léonard De Vinci

## I. INTRODUCTION

Les composants magnétiques planar (CMP) sont nés de la volonté de réduire la masse des composants magnétiques dans les convertisseurs d'électronique de puissance (EP). D'un point de vue historique, les recherches sur la conception des composants magnétiques planar ont débuté dans les années 1960 [17]. Au début des années 1990 plusieurs sujets de recherche se sont orientés vers le dimensionnement, la modélisation et l'optimisation de ces composants [17]. La miniaturisation des convertisseurs, avec des circuits magnétiques de taille réduite, ainsi que la technologie des enroulements sur circuit imprimé (PCB) ont largement contribué aux développements dans ce domaine.

Les composants magnétiques planar sont une alternative intéressante aux transformateurs haute fréquence (HF) classiques [17]. Basés sur l'association d'un noyau magnétique HF plat et d'un bobinage de type méplat (feuillard ou circuit imprimé), les CMP permettent d'obtenir des gains significatifs en termes de masse, d'encombrement mais aussi en ce qui concerne leurs caractéristiques électrique et thermique. La Figure 1.1 présente un aperçu d'un composant magnétique planar. En comparaison avec les composants magnétiques bobinés classiques, les spires d'un enroulement sont réalisées sur des couches horizontales (Figure 1.2a) alors que les bobinages pour les composants traditionnels sont réalisés de manière verticale (Figure 1.2b).

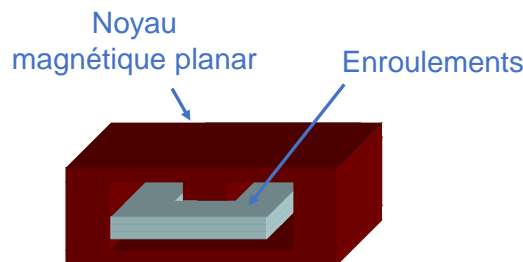


Figure 1.1 : Composant magnétique planar

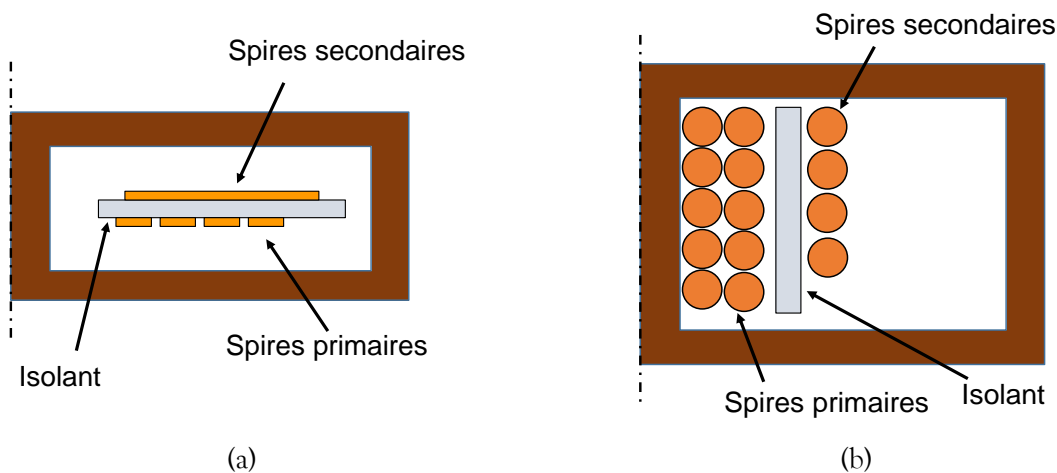


Figure 1.2 : Exemples d'enroulements pour un transformateur HF (a) composant magnétique planar et (b) transformateur bobiné classique

Les avantages des CMP, relativement aux composants magnétiques HF bobinés classiques, sont :

- Géométrie plane adaptée aux circuits imprimés
- Masse réduite
- Plus forte densité de puissance

- Bonne reproductibilité notamment sur la précision du bobinage
- Facilité de fabrication pour l'industrie et maîtrise des coûts
- Bonne caractéristique thermique [18] grâce à leur ratio surface/volume
- Faible inductance de fuite
- Faibles pertes cuivre AC liées à la forme rectangulaire des spires

A l'opposé, certains inconvénients peuvent être listés :

- Restreint à l'usage HF (jusqu'à 1MHz en EP)
- Forme et taille limitées
- Gamme de puissance limitée à quelques kW
- Très faibles valeurs d'inductances de fuites pour des applications de convertisseurs résonants
- Capacités parasites pénalisantes
- Plus grande longueur moyenne et donc plus grande résistance DC des bobinages due à la forme du noyau magnétique
- Complexité de connexion des spires dans le cas des enroulements multicouches

Les CMP restent donc limités à un certain nombre d'applications et de gamme de fréquence/puissance mais présentent des avantages certains notamment dans les domaines des systèmes embarqués et des transports [3].

Dans ce chapitre 1, nous allons nous intéresser aux différents constituants des composants magnétiques planar : matériaux, noyaux magnétiques et enroulements.

Dans un premier temps, un bref état de l'art sur les matériaux magnétiques est présenté. En EP, les composants magnétiques étant principalement des inductances et des transformateurs fonctionnant en HF, les matériaux doux de type ferrite, amorphe ou encore nanocristallin sont généralement utilisés. Une comparaison des performances de ces matériaux est réalisée avec l'objectif de ressortir le meilleur pour nos applications. Ensuite, les formes des noyaux classiques et planar sont comparées afin de confirmer l'intérêt des noyaux planar pour l'intégration de puissance.

Dans un deuxième temps, nous nous intéressons aux différents types d'enroulements que l'on peut trouver dans les CMP, à savoir les fils de Litz, les PCB (Printed Circuit Board) ou encore les enroulements de types feuillard ou plaques de cuivre. Chaque type d'enroulement présente un certain nombre d'avantages et d'inconvénients, que ce soit en termes d'intégration, de fabrication ou même en termes de performances.

Les CMP fonctionnant en HF, un focus est alors fait sur les différents types de pertes qui apparaissent dans les enroulements en HF, afin de voir comment, de manière simple, ces pertes peuvent être limitées. Nous terminons ce chapitre par une analyse de différentes approches numériques permettant la modélisation des CMP et la nécessité de disposer de modèles et d'outils permettant de maîtriser les paramètres et choix, lors des phases de dimensionnement et de conception.



## II. MATERIAUX ET NOYAUX MAGNETIQUES

Les techniques de fabrication des matériaux magnétiques ont beaucoup évolué ces dernières décennies. L'évolution des matériaux magnétiques a notamment permis d'améliorer leurs propriétés et leurs performances, et leurs domaines d'application se sont largement diversifiés.

### II.1. Généralités sur les matériaux magnétiques

Un matériau est dit magnétique s'il contribue à la création du champ magnétique d'induction  $B$ . L'induction magnétique  $B$  est liée au champ magnétique  $H$  et à la polarisation magnétique  $\Lambda$  par (Eq. 1.1).

$$B(H) = \mu_0 H + \Lambda(H) \quad (\text{Eq. 1.1})$$

Avec :  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  (H/m) la perméabilité de l'air ou du vide.

$\Lambda(H)$  peut s'écrire suivant (Eq. 1.2), en fonction de la densité de moment magnétique  $M(H)$  (en A/m), ou encore en fonction de la susceptibilité magnétique  $\chi$ .

$$\Lambda(H) = \mu_0 M(H) = \mu_0 \chi H \quad (\text{Eq. 1.2})$$

En combinant les 2 équations précédentes, on peut dès lors réécrire l'expression de l'induction  $B$  (Eq. 1.3).

$$B(H) = \mu_0 H(1 + \chi) \quad (\text{Eq. 1.3})$$

En posant l'équation (Eq. 1.4), on définit la perméabilité relative  $\mu_r$  du matériau magnétique. Il est également fréquent d'utiliser la perméabilité équivalente  $\mu$  (Eq. 1.5) du matériau pour définir l'induction magnétique  $B$  créée (Eq. 1.6).

$$\mu_r = 1 + \chi \quad (\text{Eq. 1.4})$$

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (\text{Eq. 1.5})$$

$$B = \mu H \quad (\text{Eq. 1.6})$$

On peut classer les matériaux magnétiques en deux grandes familles : Les matériaux « durs » et les matériaux « doux » [19]. Les matériaux magnétiques dits « durs » possèdent, sur leur caractéristique  $B(H)$ , un cycle d'hystérésis large tandis que les matériaux magnétiques dits « doux » ont un cycle d'hystérésis plutôt étroit (Figure 1.3). L'aire formée par le cycle d'hystérésis (Eq. 1.7) équivaut aux pertes magnétiques volumiques. Avec un cycle étroit, les magnétiques doux ont donc peu de pertes magnétiques.

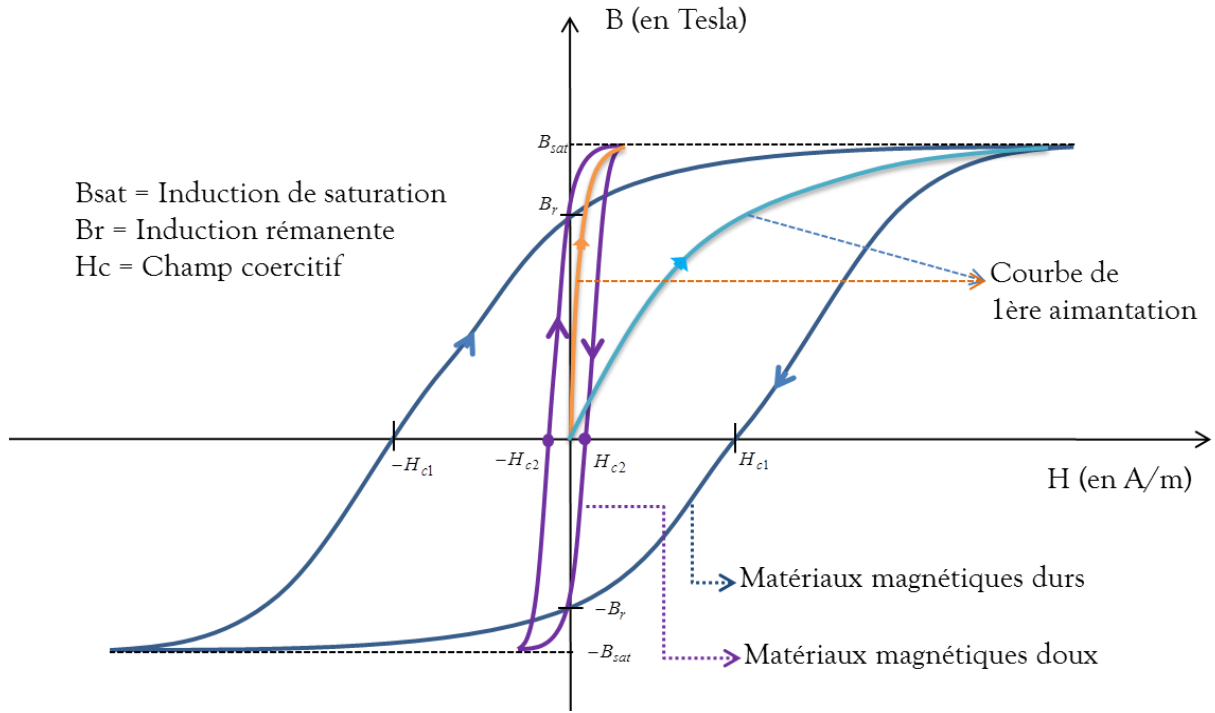


Figure 1.3 : Cycle d'hystérésis de matériaux magnétiques durs et doux

$$A_{cycle} = \int_C \vec{H} \cdot d\vec{B} = - \int_C \vec{B} \cdot d\vec{H} = \frac{1}{2} \left( \int_C \vec{H} \cdot d\vec{B} - \int_C \vec{B} \cdot d\vec{H} \right) \quad (\text{Eq. 1.7})$$

Les matériaux durs sont essentiellement réalisés à partir d'alliages de métaux (Aluminium Nickel Cobalt, Néodyme Fer Bore,...) et sont généralement utilisés comme aimants permanents (machines synchrones à aimants permanents, moteurs à courant continu...). Leur usage est limité à la basse fréquence (BF). Les matériaux doux présentent, quant à eux, des propriétés magnétiques en présence d'un champ extérieur. Ils peuvent être classés en deux catégories : les aciers (Fer Silicium,...) et les ferrites. L'usage de ces matériaux doux peut aller de la basse fréquence pour les aciers, à la très haute fréquence pour les ferrites (jusque 100MHz).

Les matériaux magnétiques se caractérisent par leur cycle d'hystérésis, leur induction de saturation, leur champ coercitif et aussi leurs fréquences d'utilisation. Toutes ces caractéristiques vont définir leurs domaines d'application. Le Tableau 1.1 présente quelques domaines d'application de matériaux magnétiques doux en fonction de leurs propriétés. Dans ce Tableau 1.1, on peut retrouver des aciers à grains orientés (matériau anisotrope) qu'on retrouve essentiellement dans des transformateurs de puissance et des aciers à grains non orientés (matériau isotrope) utilisés dans les machines tournantes. Malgré une induction crête importante (jusque 1.7T), l'inconvénient des aciers par rapport aux ferrites est qu'ils sont limités à une utilisation en BF. De plus, pour limiter les pertes par courant de Foucault dans l'acier, il est nécessaire de le feuilletter avec des épaisseurs de tôles inférieures à l'épaisseur de peau  $\delta$  (Eq. 1.8) dépendant de la fréquence de fonctionnement.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi F_{sw} \sigma \mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi F_{sw} \mu}} \quad (\text{Eq. 1.8})$$

Avec  $F_{sw}$  la fréquence de fonctionnement,  $\mu$  la perméabilité équivalente et  $\rho$  la résistivité électrique du matériau (inverse de  $\sigma$ , la conductivité électrique du matériau).

Les ferrites sont des matériaux à faible induction rémanente ou à saturation. Ils possèdent aussi une faible énergie volumique. Il existe des ferrites en aimants permanents pour les matériaux durs qui se trouvent essentiellement à l'état polycristallin sous forme de céramique massive [20] et des ferrites en oxydes magnétiques pour les matériaux doux. Par la suite, on ne s'intéressera qu'aux ferrites en matériau doux. Parmi les matériaux doux, les ferrites font partie de ceux qui ont les plus faibles perméabilités relatives et qui ont les plus faibles inductions à saturation (Tableau 1.1). Comme la plupart des matériaux amorphes et nanocristallins, les ferrites sont adaptés pour fonctionner à des fréquences élevées (quelques centaines de kilohertz).

Matériau	Propriétés générales de matériaux magnétiques			Domaines d'application
	Pertes en W/kg ( $f/B_{max}$ en Hz/T)	Induction à saturation (T)	Perméabilité relative maximale	
Tôle d'acier facilement allié	7 (50/1.5)	2.1	6 500	<b>Basse Fréquence (50Hz – 1kHz)</b> Electrotechnique : Transformateurs, Machines électriques ...
Tôle Fe-Si 3% à grains non orientés (NO)	2.65 (50/1.5)	2	9 000	
Tôle Fe-Si 3% à grains orientés (GO)	0.84 - 1.25 (50/1.5 - 50/1.7)	2	42 000	
Tôle Fe-Si 3% (GO) à haute perméabilité (HiB)	0.72 - 1 (50/1.5)	2	49 000	
Fe-Si 6.5% NO	0.75 (50/1.4)	1.4 - 1.7	20 000	
Amorphes FeSiB <i>Metglas 2605-S2</i>	0.2 (50/1.4)	1.56	100 000	
Nanocristallin de type <i>Nanoperm</i>	0.15 - 0.25 (50/1.4)	1.5 - 1.7	50 000 à 150 000	
Ferrites (Mn-Zn)	100 (100k/0.2)	0.5	7 000	<b>Haute Fréquence (10kHz – 1MHz)</b> Electronique de puissance : Transformateurs, Inductances, Capteurs...
Alliages cristallins Fe-Ni (teneur en Ni variée)	100 (100k/0.2)	0.8 - 1.6	5 000 à 10 000	
Amorphes FeSiBCr <i>Metglas 2605-S3A</i>	70 (100k/0.2)	1.41	20 000	
Amorphes à base Cobalt	40 (100k/0.2)	0.6 - 1.2	25 000	
Nanocristallins de type <i>Finemet</i>	40 (100k/0.2)	1.25	20 000	

Tableau 1.1 : Propriétés de matériaux magnétiques doux et domaines d'application [20]

## II.2. Matériaux magnétiques pour l'électronique de puissance

Nous allons maintenant nous intéresser plus spécifiquement aux matériaux utilisés en EP. Le fonctionnement en HF des inductances et des transformateurs, associé aux niveaux de courant et de tension importants des convertisseurs d'EP, requiert l'utilisation spécifique des matériaux de type ferrite, amorphe et nanocristallin.

### II.2.a. Ferrites

Comme nous l'avons vu dans le Tableau 1.1, les ferrites ont une faible induction de saturation  $B_s < 0.5T$ . Leur résistivité électrique élevée ( $1 < \rho < 10^5 \Omega.m$ ) leur permet d'être moins sujettes aux courants de Foucault. Leurs pertes magnétiques en sont donc limitées.

Les propriétés des ferrites sont relativement stables thermiquement et chimiquement. Les ferrites existent sous deux structures principales : les ferrites de type spinelle et les ferrites de type grenat. Les structures en grenat sont souvent dédiées à des applications hyperfréquences. En EP, les ferrites utilisés sont plutôt de type spinelle qui sont sous forme d'oxydes magnétiques dont la formule chimique s'écrit  $MeFe_2O_4$  (Me pour métal : Mn, Zn, Fe, Cu, Ni...) [20]. Ces ferrites ont un magnétisme particulier appelé ferrimagnétisme et perdent cette propriété pour devenir paramagnétiques lorsque leur température de fonctionnement dépasse leur température de Curie ( $T_c < 250^\circ C$ ).

Il existe plusieurs alliages de ferrite mais deux d'entre eux sont plus répandus : Les alliages Manganèse-Zinc (Mn-Zn) pour des applications d'électronique de puissance jusque  $1MHz$  et les alliages Nickel-Zinc (Ni-Zn) pour des applications plus orientées vers les Radio-Télécommunications (jusque  $100MHz$ ).

Les ferrites Mn-Zn disposent d'une large gamme de perméabilités relativement stables avec la température. Leur fonctionnement est optimisé pour des températures autour de  $100^\circ C$ . A titre d'exemple, la Figure 1.4a présente l'évolution des pertes fer volumiques pour quelques matériaux de chez Ferroxcube [21] en fonction de la température. L'évolution de la perméabilité initiale du matériau 3C95 en fonction de la température est aussi présentée sur la Figure 1.4b.

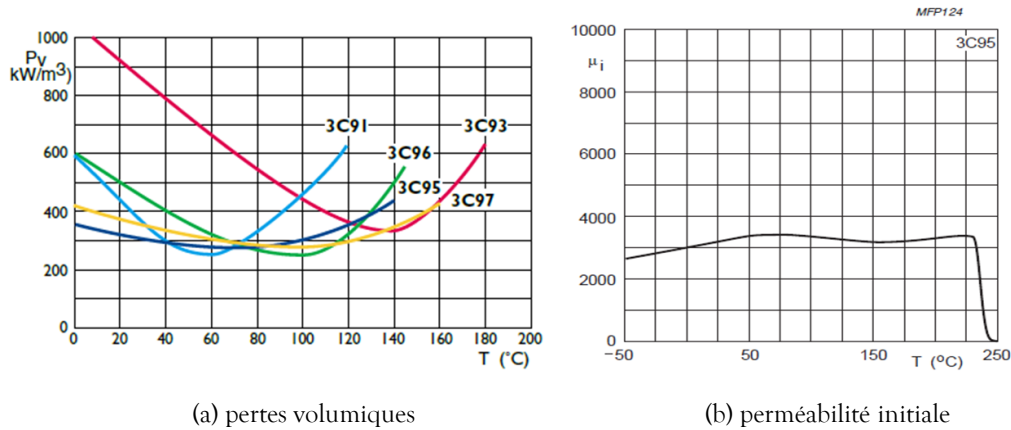


Figure 1.4 : Exemple de propriétés de matériaux ferrites Mn-Zn en fonction de la température [21]

Les ferrites Ni-Zn sont, quant à eux, presque isolantes ce qui leur permet d'avoir une bande fréquentielle plus large (Figure 1.5).

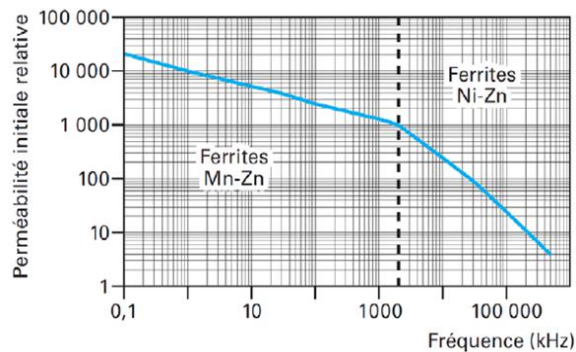


Figure 1.5 : Perméabilité initiale des Ferrites Mn-Zn et Ni-Zn

Les propriétés magnétique et diélectrique des matériaux ferrites peuvent être décrits à l'aide de leur perméabilité complexe (Eq. 1.9) et de leur permittivité complexe (Eq. 1.10). La Figure 1.6 présente l'évolution de ces grandeurs en fonction de la fréquence. Pour la perméabilité, le 1<sup>er</sup> terme,  $\mu'$  est une image de la partie inductive du matériau magnétique. Le second terme,  $\mu''$ , représente les pertes fer dans

le matériau. Il en est de même pour la permittivité, où les deux termes  $\varepsilon'$  et  $\varepsilon''$  sont respectivement liés à la capacité et aux pertes dans le diélectrique. A partir de ces différentes grandeurs, les coefficients caractéristiques liés aux pertes magnétiques et diélectriques sont définis par des tangentes de pertes notées respectivement  $\tan \delta_m$  (Eq. 1.11) et  $\tan \delta_e$  (Eq. 1.12).

$$\underline{\mu} = \mu' - j\mu'' \quad (\text{Eq. 1.9})$$

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (\text{Eq. 1.10})$$

$$\tan \delta_m = \frac{\mu''}{\mu'} \quad (\text{Eq. 1.11})$$

$$\tan \delta_e = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (\text{Eq. 1.12})$$

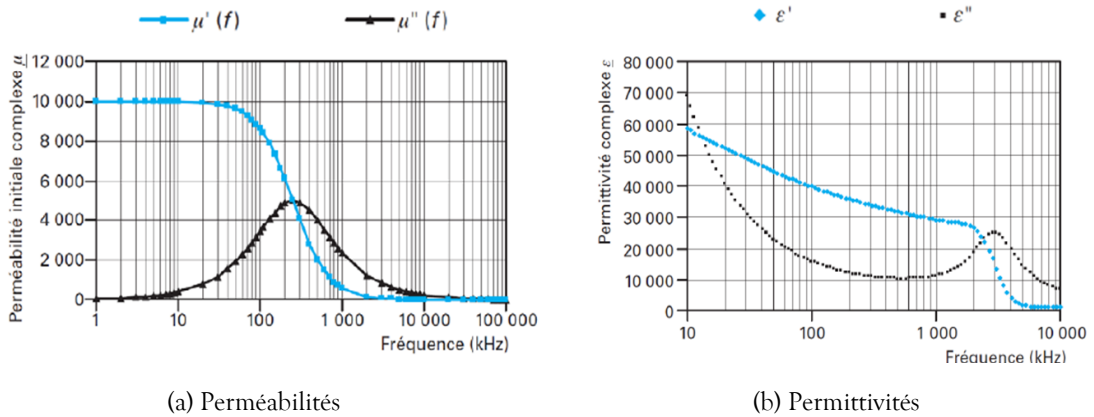


Figure 1.6 : Exemple de propriétés complexes d'un ferrite [20]

Le matériau ferrite est d'aspect dur et, en même temps, très fragile. Les circuits magnétiques à base de ferrite Mn-Zn existent sous différentes formes (Figure 1.7), présentant tous des intérêts différents en fonction des applications pour des fréquences comprises entre 10kHz et 1MHz. Parmi les formes standard, on peut citer les noyaux de type E, ETD, planar E, EQ, PQ, EFD ou encore torique.

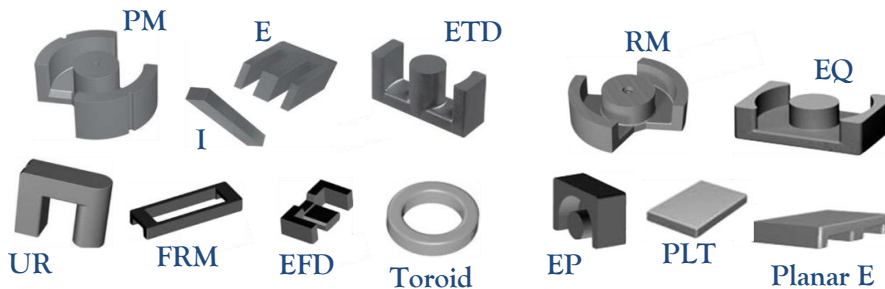


Figure 1.7 : Différentes formes de circuits magnétiques en ferrite

Les ferrites sont donc intéressants en électronique de puissance car elles permettent de fonctionner à des fréquences élevées avec de bonnes performances magnétiques. Nous allons maintenant voir d'autres types de matériaux magnétiques (amorphes et nanocristallins) qui présentent aussi des propriétés intéressantes pour les convertisseurs d'électronique de puissance.

### II.2.b. Matériaux amorphes et nanocristallins

Au début des années 80, hormis les ferrites, il existait seulement deux familles distinctes d'alliages magnétiques pouvant fonctionner à des fréquences élevées : les amorphes et les poly-cristallins doux. En 1987, les alliages magnétiques nanocristallins ont été découverts et brevetés par une équipe de Hitachi Metals [22] [23]. Actuellement, les matériaux amorphes sont souvent utilisés dans les onduleurs ou variateurs de vitesse moyenne fréquence (quelques dizaines de kHz) tandis que les nanocristallins gagnent en maturité pour des applications de filtrage de mode commun (MC) [24].

Les caractéristiques des nanocristallins et des amorphes sont assez proches. En effet, les alliages nanocristallins sont obtenus par cristallisation partielle (environ 70 à 80%) d'un amorphe [25]. De fait, les matériaux souvent utilisés pour les amorphes le sont aussi pour les nanocristallins (exemple le cobalt pour les amorphes base cobalt et les nanocristallins base cobalt).

Les matériaux amorphes et nanocristallins peuvent avoir des perméabilités relatives importantes ( $\mu_r > 10000$ ). Comme les autres matériaux magnétiques doux, leur cycle d'hystérésis est étroit et leur résistivité électrique élevée. Ces matériaux ont donc de faibles pertes magnétiques (Tableau 1.1).

Comme pour les ferrites, les nanocristallins ont des propriétés liées à leur perméabilité magnétique complexe  $\underline{\mu}$  (Eq. 1.9) (Figure 1.8).

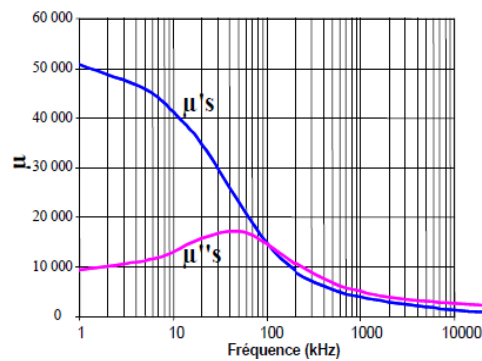


Figure 1.8 : Perméabilité complexe d'un tore nanocristallin [25]

Les nanocristallins étant des alliages métalliques, ces matériaux sont très fragiles à l'état nanocristallisé. Cela limite leur production à des formes de rubans toriques ou oblongs (Figure 1.9).



(a)



(b)

Figure 1.9 : Tores nanocristallins (a) tore oblong avant enrobage

(b) tores enrobés de *Aperam Amilly* [25]

### II.2.c. Comparaison entre nanocristallins et ferrites

Les matériaux magnétiques nanocristallins ont une induction à saturation plus élevée que les ferrites, ainsi qu'une plus grande température de Curie. Il en est de même par rapport aux amorphes base cobalt. Par rapport au critère des pertes massiques (Tableau 1.1), le ferrite est défavorisé car ce critère de comparaison n'est valable que pour des matériaux magnétiques de même masse volumique. A

contrario, les nanocristallins ont une masse volumique plus élevée, c'est-à-dire qu'ils seront plus lourds que le ferrite pour un même volume de matériau magnétique. Ces différents éléments de comparaison sont résumés dans le Tableau 1.2.

		Nanocristallins FeCuNbSi	Ferrite Mn-Zn
Induction crête Bs (T)	20°C	1.23	0.38
	100°C	1.2	0.29
Température de Curie Tc (°C)		570	200
Masse volumique $\rho_v$ (kg/m <sup>3</sup> )		7300	5200

Tableau 1.2 : Comparaison des caractéristiques d'un nanocristallin FeCuNbSi et d'un ferrite Mn-Zn [25]

Les nanocristallins ont une meilleure tenue en température comparée aux ferrites [25]. De même, leur perméabilité initiale possède elle aussi une meilleure stabilité en température en comparaison avec les ferrites Mn-Zn (Figure 1.10).

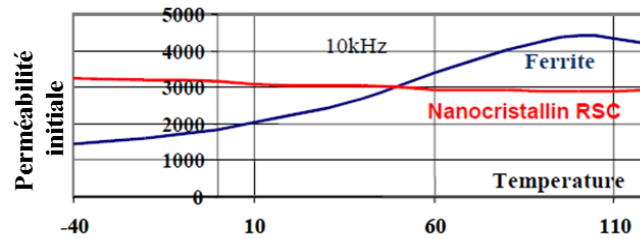


Figure 1.10 : Comparaison des perméabilités initiales d'un nanocristallin et d'un ferrite en fonction de la température [25]

Les pertes volumiques des ferrites augmentent plus vite que pour les nanocristallins. De plus, les ferrites ont une induction de saturation 3 fois plus faible que les nanocristallins. Leur utilisation reste donc limitée à des niveaux d'inductions beaucoup plus faibles que celles des nanocristallins. Par ailleurs, on peut voir sur la Figure 1.11 que, pour une induction maximale de 100mT, les pertes sont semblables à 25°C dans les ferrites et les nanocristallins. Lorsque la température augmente (Tableau 1.3), le ferrite peut devenir plus intéressant car ses pertes diminuent avec la température tandis que celles du nanocristallin restent constantes.

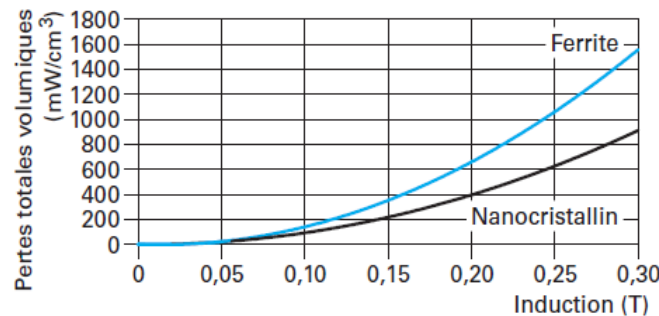


Figure 1.11 : Comparaison des pertes volumiques entre nanocristallin et ferrite en fonction de l'induction, à 100kHz et 25°C [20]

Matériau	0,2T/100 kHz		0,1T/100 kHz		0,1T/300 kHz		0,05T/500 kHz	
	25 °C	100 °C	25 °C	100 °C	25 °C	100 °C	25 °C	100 °C
Ferrite	620	420	142	67	741	537	413	336
Nanocristallin	400	405	99	95	639	639	480	480

Tableau 1.3 : Comparaison des pertes totales d'un matériau nanocristallin et d'un matériau ferrite en fonction de l'induction, de la fréquence et de la température [20]

Le nanocristallin a une perméabilité initiale complexe plus élevée que celle du ferrite et, à partir de 100kHz, la partie imaginaire de cette perméabilité devient plus importante que la partie réelle comme le montre la Figure 1.12. Ce phénomène intervient pour le ferrite (Mn-Zn) autour de 2MHz. Cela a une incidence sur le coefficient de pertes magnétiques  $\tan \delta_m$  (Eq. 1.11) qui est supérieur à 1 pour le nanocristallin et inférieur à  $10^{-2}$  pour le ferrite [20], à partir de 100kHz. Ainsi, les performances magnétiques des nanocristallins deviennent limitées pour des fréquences supérieures à 100kHz.

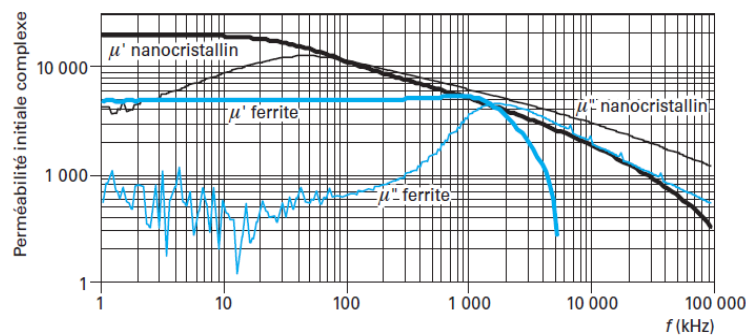


Figure 1.12 : Comparaison des termes de perméabilités complexes d'un tore nanocristallin et d'un tore ferrite Mn-Zn [20]

Enfin, à pertes équivalentes, le critère de performance  $\hat{B} \times f$ , utilisé notamment lors des phases de dimensionnement des transformateurs, peut être un critère intéressant. Comme représenté sur la Figure 1.13, le critère de performance diminue avec la fréquence de fonctionnement pour les nanocristallins contrairement aux ferrites. De plus, la fréquence d'utilisation des nanocristallins est encore limitée à environ 150kHz, à cause notamment de la fréquence de coupure de sa perméabilité  $\mu''$  [25]. Pour les ferrites, cette fréquence intervient souvent autour de 2MHz.

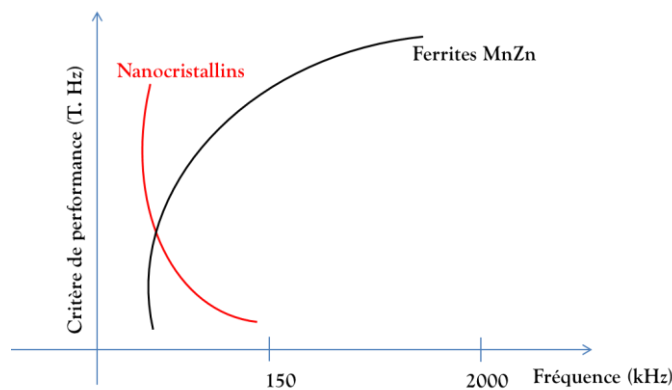


Figure 1.13 : Allures des critères de performance des nanocristallins et des ferrites Mn-Zn [25]

En conclusion, les circuits magnétiques nanocristallins sont adaptés en électronique de puissance pour des fréquences de découpage inférieures à 200kHz où une haute perméabilité est nécessaire (filtrage). Toutefois, comme les nanocristallins sont constitués de rubans très fragiles, ils restent encore



limités soit par leurs formes, par leurs masses ou par leurs densités de pertes volumiques à température élevée ( $\approx 100^\circ\text{C}$ ), ce qui n'en fait pour l'instant pas des candidats de choix pour des applications de puissance à forte intégration. Les travaux présentés dans ce manuscrit investiguent des solutions de transformateurs permettant d'augmenter la densité de puissance de convertisseurs et pouvant fonctionner dans un environnement à température élevée. Nous utiliserons donc, dans la suite de ce manuscrit, des noyaux magnétiques en ferrites Mn-Zn.

### II.3. Noyaux magnétiques

Les inductances et transformateurs représentent 30 à 50% du volume des convertisseurs d'électronique de puissance [26]. Ces composants magnétiques doivent être dimensionnés suivant les applications et les contraintes (thermique, puissance, coût,...). Leur dimensionnement est donc important pour obtenir une meilleure densité de puissance (volumique ou massique) de l'ensemble de la structure. Les performances dépendront aussi des choix technologiques qui seront faits.

Les noyaux planar ont été créés pour concevoir des composants magnétiques de taille réduite afin d'obtenir une meilleure densité de puissance. Nous allons, dans cette partie, montrer l'intérêt des noyaux planar en les comparant à des noyaux ferrites conventionnels.

#### II.3.a. Introduction à la notion de Produit des Aires (Area Product $A_p$ )

Lors du dimensionnement d'un composant magnétique, la taille du noyau magnétique est généralement choisie en fonction de la valeur de l'inductance  $L_p$  (Eq. 1.13) désirée ou de la puissance active souhaitée à travers le transformateur. Cette puissance s'exprime en fonction du produit de la surface de la fenêtre de bobinage  $A_w$  par la section effective du noyau magnétique  $A_c$ . Ce produit est appelé produit des aires  $A_p$  (Eq. 1.14) [27] [28]. Ces deux surfaces sont représentées sur la Figure 1.14. Comme nous le verrons par la suite, ce produit des aires est un bon indicateur pour comparer deux formes de noyaux entre elles.

$$L_p = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} = A_L N^2 \quad (\text{Eq. 1.13})$$

Où  $N$  est le nombre de spires,  $\mathfrak{R}$  et  $A_L$  sont respectivement la reluctance et la perméance du noyau magnétique.

$$A_p = A_w \times A_c \quad (\text{Eq. 1.14})$$

Avec  $A_w$ , surface de la fenêtre de bobinage

$A_c$ , section effective du noyau magnétique



(a) Vue 3D d'un noyau magnétique

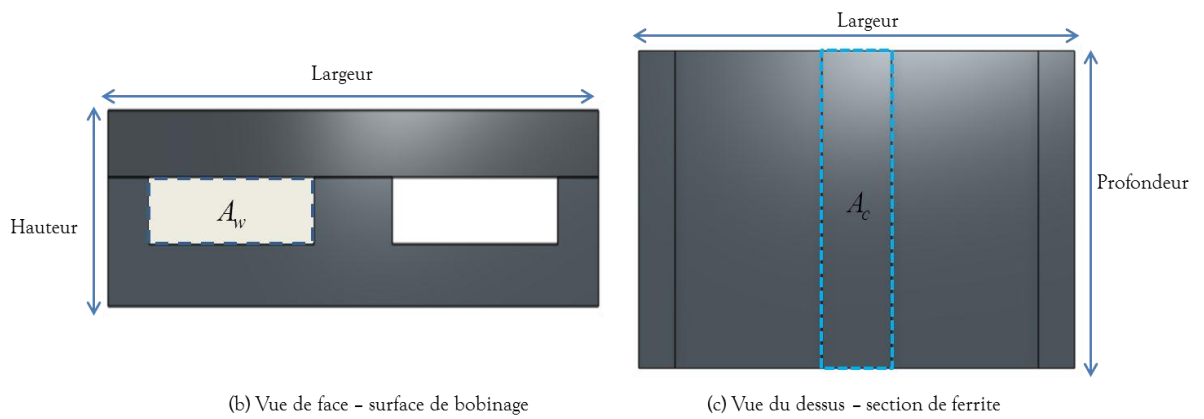


Figure 1.14 : Sections du circuit magnétique

Dans un contexte industriel, il est plus judicieux de commencer les investigations en utilisant les noyaux magnétiques disponibles sur le marché. Autrement, il serait nécessaire de maîtriser les techniques de fabrication des ferrites et donc le coût de prototypage pourrait devenir rapidement très conséquent. Nous allons maintenant nous intéresser plus spécifiquement aux noyaux planar, en se servant de noyaux disponibles chez les fabricants.

### II.3.b. Noyaux planar

Un circuit magnétique planar permet d'obtenir un meilleur ratio surface/volume. L'augmentation de la surface effective pour un volume donné est obtenue en réduisant la hauteur de la fenêtre de bobinage. Les composants planar sont donc 25 à 50% moins hauts que les structures conventionnelles [17]. Leur bon ratio surface/volume les rend alors plus efficaces pour extraire de la chaleur, ce qui conduit à de faibles augmentations de températures en comparaison aux structures classiques avec du fil bobiné. Cette caractéristique permet ainsi de limiter les contraintes thermiques et donc d'augmenter les densités de puissance.

Les noyaux planar en ferrite les plus utilisés sont de formes EE, ER, EQ, PQ [21][29][30] représentées sur la Figure 1.15.

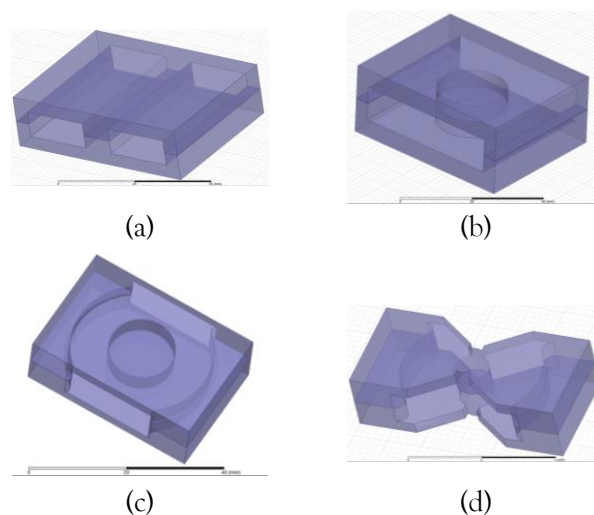


Figure 1.15 : Formes de noyaux planar usuels : (a) EE (b) ER (c) EQ et (d) PQ

La géométrie EE impose un bobinage de forme rectangulaire tandis que les formes ER, EQ et PQ nécessitent un bobinage circulaire autour de la jambe centrale. L'avantage des formes ER, EQ et PQ

sont des pertes cuivre et des éléments parasites réduits grâce à leur longueur moyenne de spire plus faible. Dans [31], l'auteur a comparé différentes formes de noyaux magnétiques pour un transformateur planar et a montré que la forme PQ permettait une amélioration du rendement dans une application aéronautique.

Le Tableau 1.4 présente les différentes tailles et masses des plus petits et plus grands noyaux de chaque forme. Le volume dans le Tableau 1.4 représente les dimensions externes et non celui du matériau. Les données sont issues de la documentation du fabricant [21], mais on retrouve aussi des formes et dimensions similaires chez d'autres fabricants [29][30]. Comme on peut le voir sur le Tableau 1.4, la forme EE semble avoir le meilleur compromis encombrement/masse et produit des aires pour les plus grands noyaux magnétiques. Le noyau PQ est un peu plus léger mais est pénalisé par son volume. En effet, la hauteur de ce dernier est plus importante que pour les autres types de noyau. Les autres formes de noyaux présentent aussi des caractéristiques intéressantes mais sont limitées à des tailles réduites pour la forme EQ alors que la forme ER couvre toute les tailles, du plus petit (ER9.5) au plus grand (ER64) en termes de volume et de masse.

			Dimensions (mm <sup>3</sup> )	Volume (mm <sup>3</sup> )	Produit des aires (mm <sup>4</sup> )	Masse (g)	$\frac{\text{Volume}}{\text{Produit des aires}}$ (mm <sup>-1</sup> )	$\frac{\text{Masse}}{\text{Produit des aires}}$ (kg/mm <sup>4</sup> )
EE	Min	EE14	14x5x7	490	200	1.2	2.45	6
	Max	EE64	64x50.8x20.4	66324	115000	200	0.57	1.7
ER	Min	ER9.5	9.5x5x4.9	232	23.7	0.7	9.78	29.5
	Max	ER64	64x50.8x25.4	82580	99616	304	0.82	3
EQ	Min	EQ13	12.8x8.7x5.7	634	69.6	1.6	9.1	23
	Max	EQ38	38.1x25.4x16	15483	4334	43	3.57	9.9
PQ	Min	PQ20/16	21.3x14x16.2	4830	1450	13	3.33	9
	Max	PQ50/50	51x32x50	81600	98400	195	0.82	2

Tableau 1.4 : Tailles et masses des noyaux planar standards issus du fabricant Ferroxcube [21]

On peut noter qu'outre les combinaisons EE et EQ, il est également possible d'associer un noyau E ou EQ à un noyau plat PLT (ou I) pour réduire le volume et la masse, mais cette solution limite également la puissance admissible en divisant par deux la surface de la fenêtre de bobinage.

### II.3.c. Comparaison noyaux planar et noyaux conventionnels

Les noyaux planar s'avèrent plus intéressants que les noyaux conventionnels pour assurer une forte densité de puissance pour des convertisseurs de l'ordre de quelques kilowatts. Pour illustrer cet intérêt, nous allons comparer ces deux technologies dans le Tableau 1.5 et le Tableau 1.6. Ces deux tableaux comparent les plus petits et les plus grands noyaux planar EE existants chez Ferroxcube [21] avec leurs équivalents en noyaux conventionnels pour, approximativement, le même produit des aires. D'une part, on peut constater que les noyaux planar sont plus légers avec un volume plus petit et que, d'autre part, ces noyaux ont un plus grand ratio surface/volume. La surface externe refroidie  $S_{ext}$  (Figure 1.14-a) est celle de la base du noyau qui est fixée sur le dissipateur thermique. Ces caractéristiques permettent aux noyaux planar, pour une puissance donnée, d'augmenter les densités massiques et volumiques des composants magnétiques et d'avoir une meilleure évacuation des pertes.

	Noyau planaire	Noyau conventionnel
	E14	EFD15
Produit des aires (mm <sup>4</sup> )	200	222
Section du noyau (mm <sup>2</sup> )	14.3	15
Masse d'un set (g)	1.2	2.8
Volume du matériau (mm <sup>3</sup> )	300	510
Volume externe (mm <sup>3</sup> )	490	1046
Surface externe sur dissipateur S <sub>ext</sub> (mm <sup>2</sup> )	70	69.75
Ratio (S <sub>ext</sub> /V <sub>ext</sub> ) (mm <sup>-1</sup> )	0.14	0.066

Tableau 1.5 : Plus petit noyau planar [21] vs conventionnel à produits des aires équivalents

	Noyau planaire	Noyau conventionnel
	E64	E55
Produit des aires (mm <sup>4</sup> )	115000	117000
Section du noyau (mm <sup>2</sup> )	519	420
Masse d'un set (g)	200	260
Volume du matériau (mm <sup>3</sup> )	40700	52000
Volume externe (mm <sup>3</sup> )	66324	77275
Surface externe pour dissipateur S <sub>ext</sub> (mm <sup>2</sup> )	3200	1375
Ratio (S <sub>ext</sub> /V <sub>ext</sub> ) (mm <sup>-1</sup> )	0.048	0.017

Tableau 1.6 : Plus grand noyau planar [21] vs conventionnel à produit des aires équivalents

Afin d'illustrer la capacité de dissipation des pertes des noyaux planar par rapport aux noyaux conventionnels, une simulation 3-D (Figure 1.16) a été réalisée sous Ansys-Mechanical [32], en régime établi, avec les noyaux du Tableau 1.6. Pour les deux types de noyaux, les pertes se divisent en 30W de pertes cuivre et 9W de pertes dans le circuit magnétique. Ces pertes sont réparties de manière homogène dans le volume du composant.

Les différents modes de transfert thermique étant la conduction, la convection et le rayonnement, nous ne considérons ici que les deux premiers modes. Nous reviendrons sur ces différents modes de transfert dans le Chapitre 2. Dans cet exemple, la température ambiante est de 25°C et les deux transformateurs sont positionnés sur un radiateur à 70°C. Le coefficient d'échange par convection a été fixé à h=14W/m<sup>2</sup>.K [33].

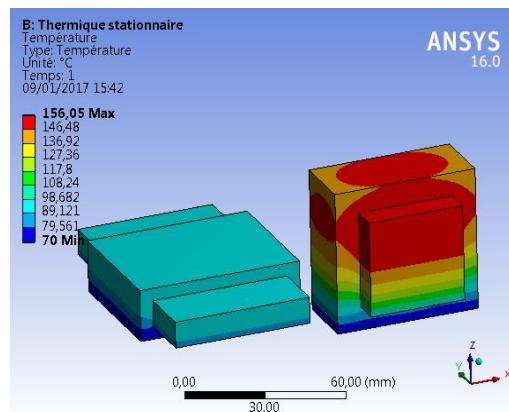


Figure 1.16 : Distribution de température : Transformateur planar vs conventionnel

Comme on peut le voir sur la Figure 1.16, la température est quasiment homogène pour le transformateur planar. Sa température maximale est d'environ 100°C. Pour le noyau conventionnel, la température est hétérogène sur toute la hauteur du composant. Sa température maximale dépasse les 150°C. Ainsi, grâce à son meilleur ratio surface/volume, à pertes égales et produit des aires identique, le

noyau planar possède une plus faible résistance thermique et donc une plus meilleure dissipation thermique.

### III. ENROULEMENTS ET PERTES HF DANS LES CONDUCTEURS

Les enroulements sont une composante essentielle des composants magnétiques. Nous allons nous intéresser, dans cette partie, aux différentes technologies permettant la réalisation des enroulements pour les composants magnétiques planar et aux pertes engendrées dans ces conducteurs en raison du fonctionnement HF des convertisseurs de puissance. Nous terminerons cette partie par une méthode de réduction de ces pertes HF.

#### III.1. Types de conducteurs

Les technologies d'enroulements compatibles avec les noyaux magnétiques planar sont au nombre de trois : les circuits imprimés, les enroulements de type multicouche feuillard (feuilles de Cuivre ou Aluminium) ou, de manière plus rare les fils dits de « Litz ». En plus de leur compatibilité, ces différents types d'enroulements présentent des intérêts notables en termes de réduction des pertes HF. Nous détaillerons cet aspect par la suite.

##### III.1.a. Enroulements sur circuits imprimés

Lorsque le bobinage est réalisé sur un circuit imprimé (ou PCB), les conducteurs sont de section rectangulaire et la forme des spires est imposée par le type de noyau et la forme de sa jambe centrale. Deux types de PCB peuvent être utilisés pour réaliser des composants planar : Les PCB multicouches rigides et les PCB flexibles. La Figure 1.17 représente un exemple de transformateurs planar en technologie PCB.

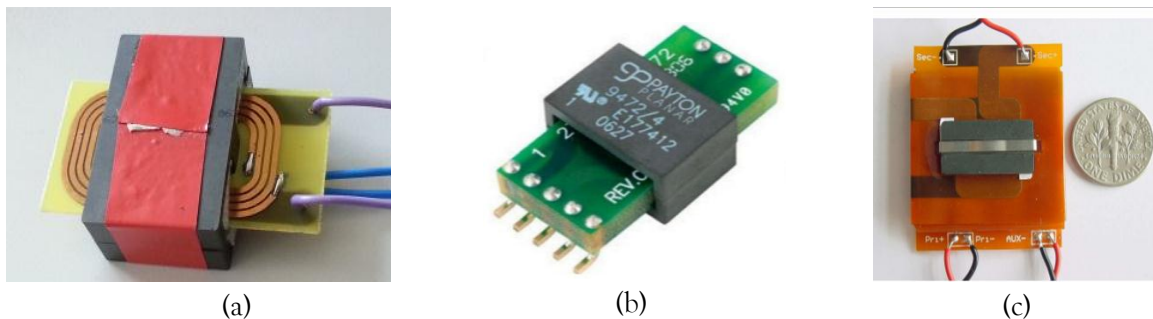


Figure 1.17 : Transformateur planar avec des enroulements PCB (a) 2 couches (b) multicouche [34] (c) flex PCB [35]

Dans certains cas, le composant planar (transformateur, self...) peut directement être intégré au convertisseur en mutualisant le circuit imprimé des semi-conducteurs de puissance et celui des enroulements. Toutefois, cette solution (concept EmPIC : Embedded Passive Integrated Circuit) reste limitée à des applications de quelques dizaines à une centaine de watts [36]. Pour des puissances supérieures au kilowatt, un PCB multicouches spécifique au transformateur sera généralement préféré.

Le PCB multicouches est adapté pour un processus de fabrication automatisé et donc pour une production industrielle. Les épaisseurs de conducteurs et de l'isolation entre conducteurs sont fixées par des standards de techniques de fabrication. Pour les conducteurs, les valeurs typiques des épaisseurs de couches sont  $35\mu\text{m}$ ,  $70\mu\text{m}$ ,  $105\mu\text{m}$  ou encore  $210\mu\text{m}$ . Ces épaisseurs sont relativement faibles. Il va de soi que pour les applications de « puissance », plusieurs couches devront être mises en parallèle pour supporter les courants nominaux des transformateurs. De plus, ces épaisseurs doivent être identiques

pour toutes les couches d'un même PCB. Les enroulements d'un transformateur basé sur cette technologie posséderont donc une seule et même épaisseur de couches internes. Cette particularité limite les degrés de liberté à disposition pour optimiser la conception d'un transformateur planar en technologie PCB multicouches. Dans un tel PCB rigide, des « vias » sont nécessaires pour connecter les différentes couches entre elles, que ce soit en série ou en parallèle. Ces vias peuvent être le siège de courants induits supplémentaires et correspondre ainsi à des points chauds dans les enroulements [37][38]. Ces mêmes PCB multicouches rigides ne permettent pas d'insérer aisément une couche magnétique de type ferrite polymère composite (FPC) [39] entre les couches de conducteurs pour éventuellement augmenter l'énergie de fuite, et donc l'inductance de fuite du transformateur [40] si cela est nécessaire.

L'autre technologie de PCB flexible est appelée flex PCB [41] [42]. L'intérêt de cette technologie est de réduire les connexions par vias et leurs problèmes associés. Les Flex PCB présentent des avantages en termes de production de prototype ou de faibles séries mais restent limités à des composants de faible puissance en raison des faibles épaisseurs de cuivre, ou pour des applications très spécifiques comme les transformateurs pliables [43] pour application portative.

### III.1.b. Enroulements en feuilles de cuivre

La technologie de conducteurs en feuillard est, quant à elle, réalisée en découpant les conducteurs des enroulements directement dans les plaques de cuivre. Ce découpage peut être réalisé à l'aide de fraiseuses ou de machines de découpe spécifiques. Les épaisseurs de conducteurs utilisés peuvent être différentes pour les différents enroulements puisque chaque couche est découpée de manière indépendante. L'isolation entre les couches peut être assurée par un diélectrique tel que les feuilles de Kapton par exemple. Cet isolant peut également être découpé pour être assorti au noyau magnétique. La Figure 1.18 présente un exemple de transformateur planar réalisé en technologie feuillard.

Cette technologie de bobinage permet souvent de supporter plus de courant que pour une technologie PCB. En effet, les conducteurs peuvent être plus épais et fournir une section plus importante pour des applications de transformateur de puissance. Contrairement au PCB multicouches, une couche magnétique peut facilement être insérée entre les couches conductrices. Cependant, une difficulté demeure lors de la phase de réalisation. Les connexions des différentes couches doivent être effectuées une à une, rendant la phase d'assemblage plus complexe. Nous reviendrons sur le process de fabrication de ce type de transformateur dans le chapitre 2.

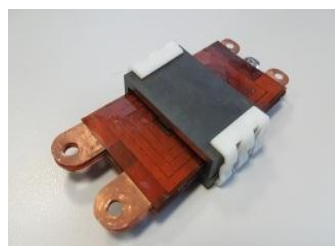


Figure 1.18 : Transformateur planar avec des enroulements de type feuillard 8 couches

Dans les deux cas (PCB et feuillards), le nombre maximum de couches est limité par la hauteur de la fenêtre de bobinage. De plus, les standards industriels imposent un minimum d'écart entre les conducteurs d'une même couche et de couches différentes pour garantir un certain niveau de rigidité diélectrique.

Pour chaque composant planar, une attention particulière doit être portée à la connectique entre les couches mais également entre le composant et son environnement. En effet, lorsque cette

connectique n'est pas bien adaptée, elle peut fortement modifier les performances des enroulements et du transformateur dans son ensemble.

### III.1.c. Enroulements en fil de Litz

Initialement conçus pour les noyaux conventionnels de transformateurs HF, les fils de Litz peuvent aussi être utilisés dans les noyaux planar, même s'ils peuvent sembler moins optimaux que les deux autres technologies. Leur objectif est de diminuer l'épaisseur de peau (Eq. 1.8) dont les effets seront détaillés par la suite. Le fil de Litz est obtenu en torsadant un ensemble de brins élémentaires de section réduite. Cette section fine des conducteurs permet de réduire l'effet de peau tandis que le l'assemblage torsadé permet de réduire les effets de proximité. Il existe différents types de fils de Litz [44] comme le montre la Figure 1.19. Le choix du fil dépend des caractéristiques électriques de fonctionnement (densité de courant, fréquence,...).

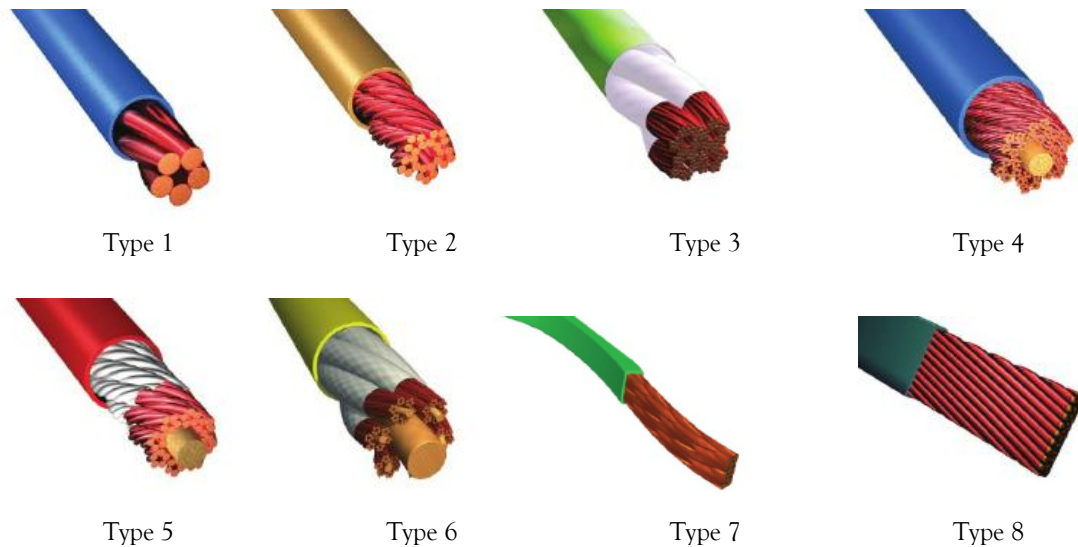


Figure 1.19 : Fils de Litz [44]

En fonction de la fréquence de fonctionnement, il existe différentes « gauges » recommandées qui correspondent à des diamètres de brins spécifiques tels que représentés dans le Tableau 1.7. Comme le montre ce tableau, le facteur résistif  $F_r$  (1.15) équivalent d'un brin est égal à 1, en d'autres termes, les effets des courants induits HF sont négligeables.

Fréquence	Gauge recommandée	Diamètre nominal (mm)	Résistance DC max. par brin ( $\Omega/m$ )	Facteur résistif d'un brin
60 Hz - 1 kHz	28 AWG	0.32	0.2177	1.0000
1 kHz - 10 kHz	30 AWG	0.254	0.347	1.0000
10 kHz - 20 kHz	33 AWG	0.18	0.694	1.0000
20 kHz - 50 kHz	36 AWG	0.127	1.417	1.0000
50 kHz - 100 kHz	38 AWG	0.1016	2.237	1.0000
100 kHz - 200 kHz	40 AWG	0.07874	3.78	1.0000
200 kHz - 350 kHz	42 AWG	0.0635	5.91	1.0000
350 kHz - 850 kHz	44 AWG	0.0508	9.42	1.0003
850 kHz - 1.4 MHz	46 AWG	0.04064	14.9	1.0003
1.4 MHz - 2.8 MHz	48 AWG	0.03048	23.9	1.0003

Tableau 1.7: Paramètres de fil de Litz en fonction de la fréquence de fonctionnement

$$F_r(f) = \frac{R_{AC}(f)}{R_{DC}} \quad (\text{Eq. 1.15})$$

Avec  $R_{AC}(f)$  la résistance équivalente AC  
 $R_{DC}$  la résistance continue

Cette technologie est intéressante pour des applications ponctuelles ou des prototypes mais convient moins lorsqu'il s'agit d'une production industrielle car il faut bobiner manuellement les enroulements. Ce bobinage peut favoriser par ailleurs l'augmentation de la longueur moyenne des enroulements et donc des pertes cuivre. Enfin, les propriétés de ces composants sont, difficilement répétables.

### III.2. Pertes HF dans les conducteurs

Un conducteur alimenté par un courant alternatif HF génère un champ magnétique HF qui est à l'origine de courants induits dans ce conducteur ou dans les conducteurs à proximité. Ces courants induits se manifestent à la fréquence d'alimentation, réduisent la section utile ( $S_{utile}$ ) de ce conducteur et augmentent sa résistance équivalente ( $R_{eq}$ ) avec la fréquence (1.16). Ces effets sont de deux natures : l'effet de peau et l'effet de proximité.

$$R_{eq} = \rho \frac{l_{cond}}{S_{utile}} \quad (\text{Eq. 1.16})$$

Avec  $\rho$  la résistivité électrique du matériau

$l_{cond}$  la longueur du conducteur

$S_{utile}$  la surface dans laquelle la densité de courant n'est pas nulle

#### III.2.a. Effet de peau

##### Définition

Le courant HF qui traverse le conducteur crée un champ magnétique qui induit un courant supplémentaire s'opposant au courant initial. Le courant dans le conducteur se concentre alors à la périphérie de celui-ci, d'où l'apparition de cet effet de peau (Figure 1.20), aussi appelé effet pelliculaire. Plus la fréquence est élevée et plus l'effet est marqué, le courant se répartissant sur une épaisseur appelée épaisseur de peau  $\delta$  (Eq. 1.8). Cette réduction de section utile conduit alors à l'augmentation de la résistance équivalente (Eq. 1.16).

En général, les conducteurs sont en cuivre ; dans ce cas  $\sigma_{Cu} = 59.6 \times 10^6$  S/m et  $\mu_r = 1$ . Si l'on ne tient pas compte de l'effet de la température sur la conductivité électrique et que l'on la considère constante, on obtient alors une expression simplifiée de l'épaisseur de peau (Eq. 1.17) pour le cuivre :

$$\delta = \frac{66}{\sqrt{F_{sw}}} \text{ (en mm) - (Cuivre)} \quad (\text{Eq. 1.17})$$

Pour un conducteur en aluminium, qui est moins un moins bon conducteur électrique ( $\sigma_{Al} = 37.7 \times 10^6$  S/m), cet épaisseur de peau augmente mais sa résistivité électrique s'accroît également.



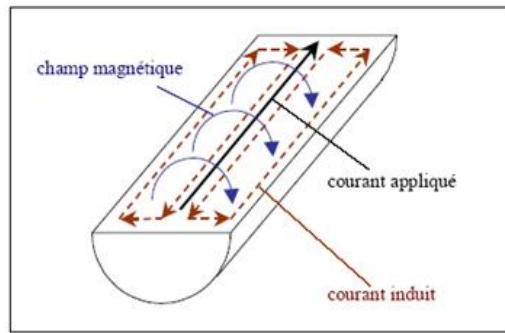


Figure 1.20 : Illustration de l'effet de peau [45]

Illustration sur différents types de conducteurs

Afin d'illustrer l'effet de peau sur différents types et formes de conducteurs, des simulations éléments finis ont été réalisées en 2-D avec le logiciel Ansys-Maxwell [32]. Sur la Figure 1.21, différentes formes de conducteurs sont donc représentées. Tous ces conducteurs possèdent une même section de  $3.14\text{mm}^2$ . En continu ou en BF, ils ont donc la même résistance  $R_{DC} = 5.3\text{m}\Omega$ .

Lorsque le conducteur est alimenté avec un courant efficace de 5A à 100kHz, des courants induits apparaissent. Leur impact est évalué en déterminant la résistance équivalente du conducteur à 100kHz. Cette résistance, notée  $R_{AC}$ , varie en fonction de la forme et des dimensions du conducteur, comme on peut le voir sur la Figure 1.21.

Pour une même section, on peut remarquer, d'une part, qu'il n'est pas préférable d'utiliser des conducteurs de forme carrée par rapport à des conducteurs cylindriques classiques. D'autre part, pour les conducteurs rectangulaires, on peut constater que la résistance AC diminue avec l'épaisseur du conducteur. Les conducteurs de forme rectangulaire possèdent une meilleure résistance alternative que le conducteur rond. Les enroulements planar à base de PCB ou de plaque de cuivre semblent donc être une solution intéressante de par la forme rectangulaire des conducteurs.

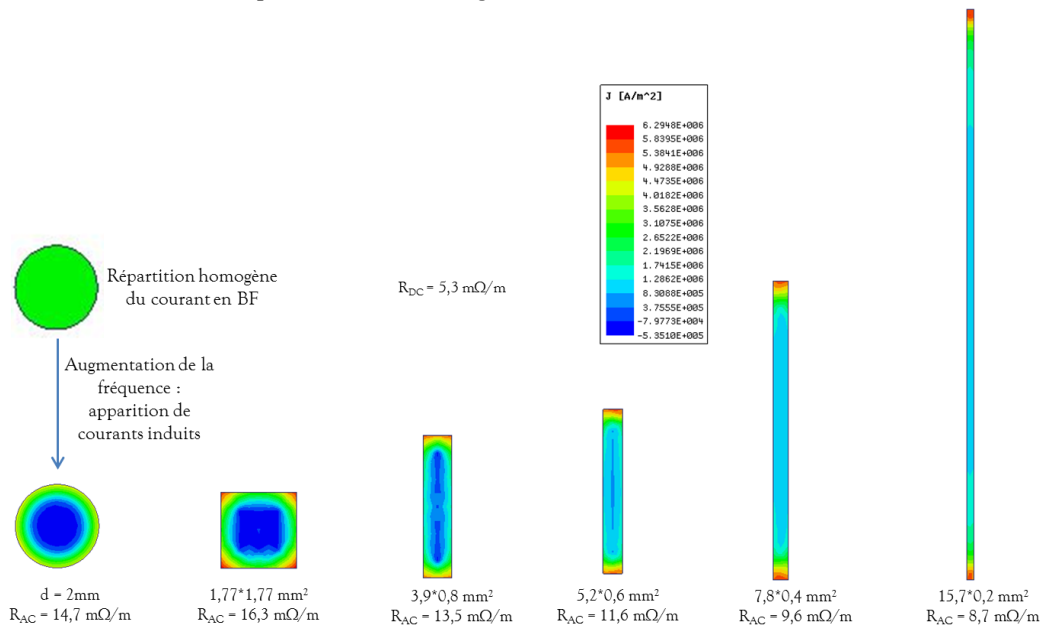


Figure 1.21 : Effet de peau en fonction de la forme et de la taille des conducteurs

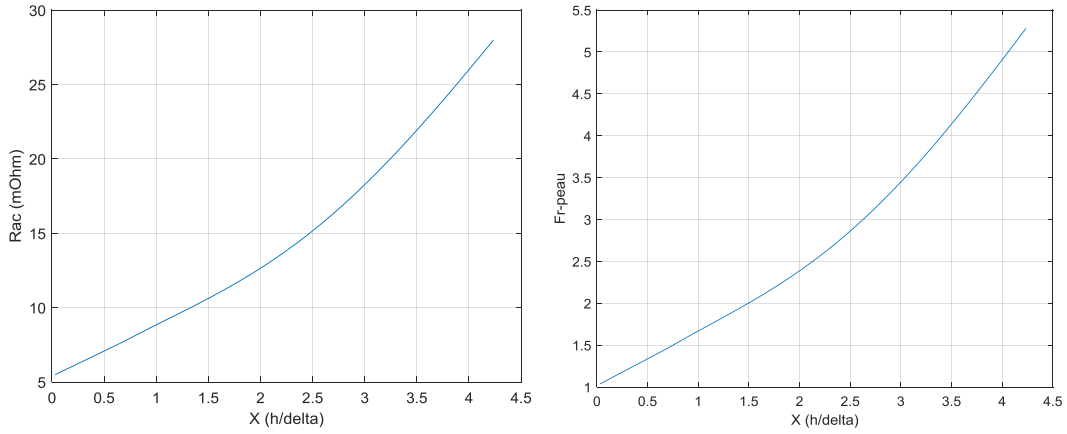
Impact de l'épaisseur d'un conducteur rectangulaire

En posant l'équation (1.18), l'évolution de la résistance AC due à l'effet de peau peut être tracée (Figure 1.22-a), de même que l'évolution du facteur résistif (1.15) (Figure 1.22-b) pour le dernier exemple de la Figure 1.21 (conducteur le plus allongé) à  $F_{sw} = 100kHz$ . A cette fréquence, l'épaisseur de peau (1.8) est d'environ  $\delta \approx 0.2mm$ .

$$X = \frac{h}{\delta} \tag{Eq. 1.18}$$

Avec  $h$  l'épaisseur du conducteur.

Sur la Figure 1.22-a, on constate que la résistance AC, et donc l'effet de peau, augmente avec l'épaisseur du conducteur, la résistance étant plus faible pour des conducteurs de faible épaisseur devant l'épaisseur de peau. Cette observation justifie ainsi l'intérêt du bobinage planar de faible épaisseur par rapport au conducteur cylindrique : A une fréquence donnée, l'utilisation d'une fine couche de cuivre permet de réduire fortement le facteur résistif  $F_r$  et donc les pertes par effet de peau.



(a) Evolution de la résistance AC en fonction de X (b) Evolution du facteur  $F_r$  en fonction de X

Figure 1.22 : Augmentation des courants induits sous l'effet de peau à 100kHz, en fonction de l'épaisseur du conducteur

Impact de la fréquence sur l'effet de peau dans un conducteur rectangulaire

D'après les équations (Eq. 1.8), l'épaisseur de peau dépend naturellement de la fréquence de fonctionnement. Pour illustrer l'influence de cette fréquence, considérons à nouveau un exemple simple de conducteur rectangulaire de section  $7 \times 0.5 \text{ mm}^2$ . Contrairement à l'exemple de la Figure 1.21, les dimensions du conducteur sont figées et c'est la fréquence du courant d'alimentation qui, elle, varie (Figure 1.23). Les simulations sont effectuées en 2-D avec l'outil FEMM [46], le conducteur étant alimenté par un courant sinusoïdal pour quatre fréquences différentes : 1.5kHz, 15kHz, 150kHz et 1.5MHz.

Sur la Figure 1.23, la densité de courant  $J$  du conducteur est donc tracée pour les différentes fréquences considérées. Lorsque la fréquence augmente, on peut remarquer, d'une part, que le courant va se concentrer sur la périphérie du conducteur (effet de peau) et que, d'autre part, cette densité de courant peut devenir très importante. On a, en effet, un facteur de l'ordre de 17 entre la densité de courant à 1.5kHz et celle à 1.5MHz. Cette augmentation de la densité de courant est à l'origine de pertes très importantes dans le conducteur.

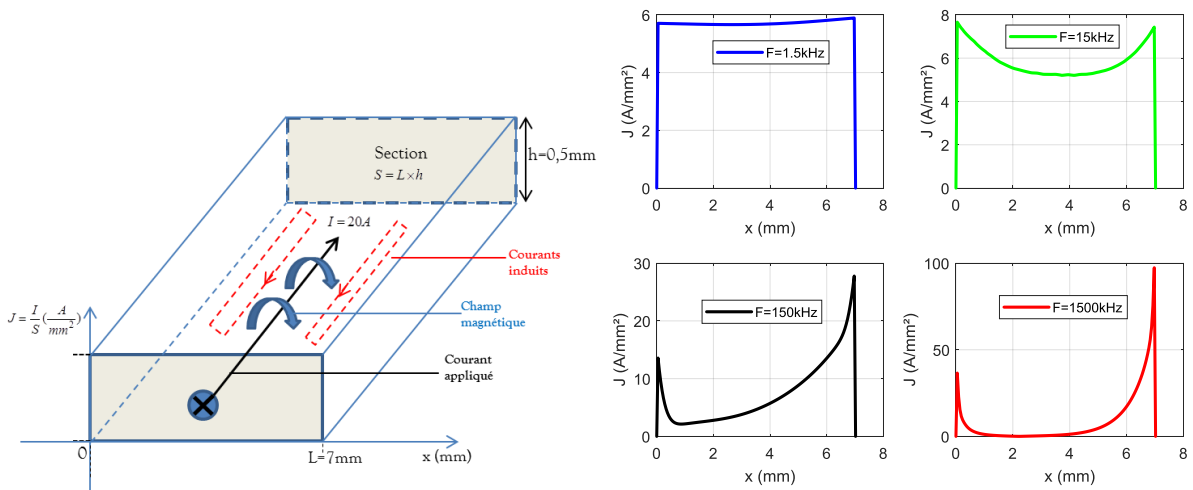


Figure 1.23 : Effets de la fréquence sur la densité de courant dans un conducteur rectangulaire

Avec ces différents exemples, il semble évident que les formes et dimensions des conducteurs devront être choisies de manière adéquate en fonction de la fréquence de fonctionnement du transformateur, afin de limiter l'effet de peau.

### III.2.b. Effet de proximité

Les composants magnétiques sont généralement constitués de plusieurs spires, elles-mêmes constituées de un ou plusieurs conducteurs. Dans ce cas de figure, lorsque des conducteurs alimentés par des courants alternatifs sont positionnés côte à côte, chaque conducteur est soumis à un champ qui est généré par les conducteurs proches. Ce champ est à l'origine de courants induits dans le conducteur. Ce phénomène est appelé effet de proximité (Figure 1.24), effet qui s'ajoute à l'effet de peau décrit précédemment. Dans les composants magnétiques, cet effet de proximité est bien entendu majoritaire, de par la présence de plusieurs conducteurs, dans une fenêtre de bobinage.

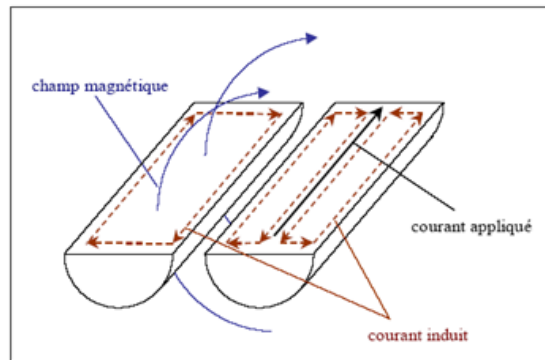


Figure 1.24 : Illustration de l'effet de proximité [45]

Afin d'illustrer cet effet, trois exemples d'association de conducteurs (2, 3 ou 4 conducteurs) sont présentés sur la Figure 1.25 et comparés au cas de référence d'un seul conducteur soumis à un effet de peau. Tous les conducteurs ont une section de  $2 \times 0.3\text{mm}^2$  ( $R_{DC} = 28.7\text{m}\Omega$ ) et sont alimentés par un courant sinusoïdal de valeur efficace 5A à 100kHz. Ces conducteurs sont placés dans l'air et distants entre eux de 0.2mm. Une analyse éléments finis 2-D est réalisée à l'aide de l'outil Maxwell 2-D et permet de représenter les courants induits, effet de peau pour le cas 1 de référence et effets de peau et de proximité combinés pour les autres cas (Figure 1.25). Le Tableau 1.8 présente les valeurs des résistances AC des conducteurs, calculées pour les 4 cas de figure. On constate que pour une fréquence donnée et

pour un même courant, les résistances des conducteurs augmentent avec le nombre de conducteurs. Les effets de proximité sont alors plus marqués.

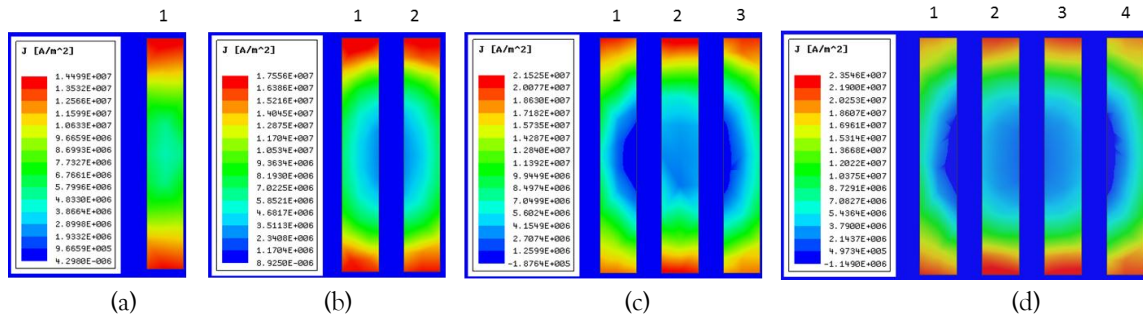


Figure 1.25 : Courants induits: (a) 1 conducteur – effet de peau (b) 2 conducteurs (c) 3 conducteurs (d) 4 conducteurs

Nombre de conducteurs	Résistances des conducteurs en mΩ (à 100kHz)			
	R <sub>1</sub>	R <sub>2</sub>	R <sub>3</sub>	R <sub>4</sub>
1	37,5	-	-	-
2	39,9	39,7	-	-
3	41,8	43,5	40,9	-
4	42,3	45,5	45,6	42,5

Tableau 1.8 : Evolution des résistances en fonction du nombre de conducteurs adjacents

### III.2.c. Autres sources de pertes dans les composants planar

Nous venons de nous intéresser aux deux phénomènes (peau et proximité) se produisant dans les conducteurs parcourus par des courants HF et conduisant à une augmentation des pertes cuivres. Dans le cas des composants magnétiques planar, deux autres phénomènes peuvent induire des pertes supplémentaires dans les conducteurs : la mise en parallèle des conducteurs et l'entrefer du noyau magnétique.

#### Courants de circulation dans des couches en parallèle

En général, afin de limiter les courants induits HF dans les conducteurs, l'épaisseur des conducteurs est souvent assez fine, en rapport avec l'épaisseur de peau  $\delta$ . Or, dans un transformateur de puissance, une seule couche conductrice n'est pas suffisante pour supporter le courant nominal d'un transformateur par exemple, sans risquer un échauffement excessif du composant. Par conséquent, il faut très souvent connecter plusieurs couches de conducteurs en parallèle pour augmenter le courant admissible dans les enroulements.

En mettant en parallèle ces conducteurs, il peut arriver que ces derniers ne voient pas le même champ magnétique ce qui induit une différence de potentiel entre ces couches, à l'origine de courants de circulation inter-couches (Figure 1.26). Ces courants de circulation créent des pertes supplémentaires dans les enroulements et sont complexes à modéliser de façon analytique [47] [48].

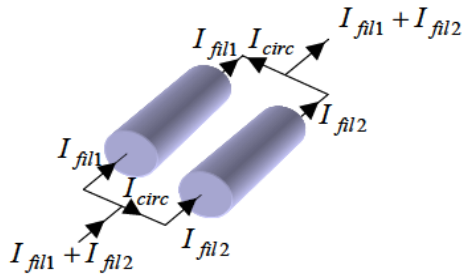


Figure 1.26 : Courant de circulation entre deux conducteurs en parallèle [47]

### Impact de l'entrefer

Le type de matériau magnétique peut avoir une influence importante sur les performances du composant. Pour une fréquence de commutation donnée, le noyau magnétique est dimensionné pour obtenir une valeur spécifique d'inductance principale ou magnétisante. Généralement, pour calculer cette inductance, les fabricants donnent une valeur de perméance magnétique  $A_L$  (inverse de la réticence  $\mathcal{R}$ ) (Eq. 1.13) avec une tolérance qui peut atteindre jusqu'à 25% pour certains matériaux. Pour réduire l'incertitude sur la valeur de cette inductance et pour éviter la saturation du noyau magnétique, les matériaux en ferrite ne pouvant stocker que peu d'énergie, un entrefer peut être rajouté entre les noyaux de type EE ou de type EI.

Ajouter un tel entrefer sur le circuit magnétique n'est pas sans conséquence sur les conducteurs à proximité de cet entrefer. En effet, autour de l'entrefer, le « gonflement » des lignes de flux (champ d'épanouissement) est à l'origine de pertes cuivre supplémentaires dans les enroulements traversés par ces lignes de champs. Afin d'illustrer cet effet, nous allons considérer l'exemple d'un transformateur planar à 2 enroulements (Figure 1.27) avec et sans entrefer. La fenêtre du transformateur contient sept conducteurs dont un enroulement primaire constitué de 6 conducteurs en série et un enroulement secondaire constitué d'une seule spire. Les conducteurs primaires et secondaires sont respectivement alimentés par des courants sinusoïdaux de valeurs efficaces 12.5A et 125A à 100kHz. Trois cas de figures sont simulés (Figure 1.27) :

- Dans le cas (a), le circuit magnétique ne comporte pas d'entrefer et les conducteurs sont centrés dans la fenêtre de bobinage.
- Dans le cas (b), l'entrefer est placé au centre du noyau magnétique (association de noyaux EE) et les conducteurs sont eux aussi centrés. Les conducteurs se retrouvent donc à côté de l'entrefer.
- Dans le dernier cas (c), l'entrefer est toujours entre les 2 noyaux EE mais les conducteurs ne sont plus centrés et sont positionnés sur le bas de la fenêtre de bobinage.

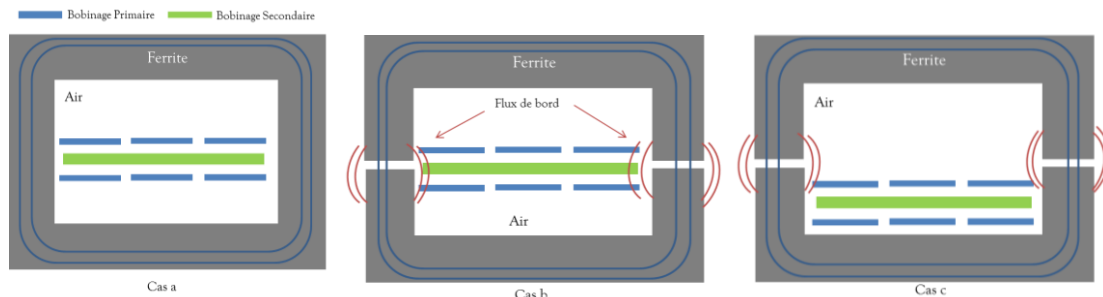


Figure 1.27 : Effets de l'entrefer sur les pertes dans les enroulements - effets de bord (a) sans entrefer (b) conducteurs en face de l'entrefer (c) conducteurs éloignés de l'entrefer

Les résistances équivalentes pour chaque enroulement sont obtenues par simulation éléments-finis 2-D. Les résultats sont présentés dans le Tableau 1.9. Pour le cas sans entrefer (cas a), les résistances des enroulements sont plus faibles que dans les autres cas de figures. Le cas b est le plus mauvais puisque la résistance primaire est multipliée par un facteur 1.6 tandis que celle secondaire l'est par un facteur de plus de 4. Enfin, le dernier cas est intermédiaire entre les deux. Les conducteurs « éloignés » de l'entrefer permettent de limiter l'élévation de la résistance équivalente mais cet éloignement n'est pas suffisant et ne permet pas de revenir au niveau des résistances obtenues sans entrefer.

On peut donc en déduire que, dans les composants où l'ajout d'un entrefer est nécessaire, pour réduire les conséquences de ces effets de bords, les conducteurs doivent être le plus éloignés possible de l'entrefer [37].

Effets de bords @100kHz	$R_1$ , primaire en mΩ/m	$R_2$ , secondaire en mΩ/m
Cas a	156	5.8
Cas b	255	24.3
Cas c	173	8.4

Tableau 1.9 : Effets de bords sur les résistances des enroulements de la Figure 1.27

D'un point de vue pratique, l'entrefer d'un noyau planar peut être positionné de deux manières différentes (Figure 1.28). Soit sur la jambe centrale si le noyau E est découpé, soit sur les trois jambes si les noyaux sont complets en rajoutant un matériau amagnétique. La Figure 1.28 présente les différents cas de figures pour des associations de noyaux EE et EI.

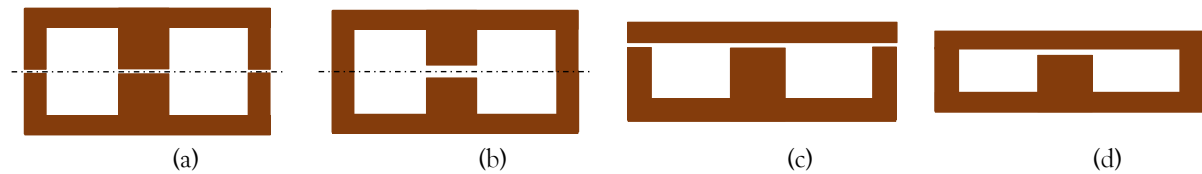


Figure 1.28 : Position de l'entrefer dans un noyau planar : (a) EE avec entrefer sur chaque jambe, (b) EE avec entrefer sur la jambe centrale, (c) EI avec entrefer sur chaque jambe et (d) EI avec entrefer sur la jambe centrale

Dans [37], les auteurs précisent que d'un point de vue matériel, il est préférable de mettre l'entrefer sur la colonne centrale, en usinant le noyau (forme de noyau EI - Figure 1.28d) que sur les côtés pour trois raisons :

- Il y a moins de perturbations électromagnétiques générées autour du composant.
- Une faible longueur de l'entrefer diminue l'effet de bord et donc réduit les pertes par courants induits dans les enroulements.
- La stabilité mécanique de la structure est assurée.

Dans [49], il a été montré qu'utiliser un matériau magnétique à entrefer réparti conduit également à de meilleures performances du composant. Pour cela, les auteurs ont combiné des matériaux à haute et faible perméabilités magnétiques. Notons que dans des structures symétriques, en distribuant les entrefers (Figure 1.28a et Figure 1.28c), le champ de bord est uniformément répartie dans les différents entrefers. De cette façon, les pertes et la distribution de la densité de courant sont améliorées. Cependant, la complexité de mise en œuvre (fabrication) et le coût peuvent augmenter dans ce cas.

Enfin, les courants induits dans les conducteurs à cause du flux de bord sont, comme les courants de circulation, difficiles à modéliser de façon analytique. Pour le faire, il est courant d'avoir recours à une analyse par éléments finis 2-D ou 3-D.

### III.3. Réduction des pertes HF par entrelacement

Pour terminer cette partie sur les pertes, nous allons nous intéresser, sur un exemple simple, à une technique permettant la réduction des pertes HF dans les conducteurs, en jouant sur l'arrangement ou entrelacement des conducteurs. Cet exemple permettra de montrer qu'en agissant sur la position des conducteurs, les pertes cuivre HF peuvent être réduites.

Une solution pour réduire les courants induits HF et les pertes qui en résultent consiste à entrelacer les conducteurs des différents enroulements. Entrelacer les enroulements signifie qu'on positionne les couches conductrices de manière alternée. On agit donc sur l'agencement des conducteurs. Pour prouver l'intérêt de cette technique, nous allons considérer trois arrangements présentés sur la Figure 1.29. Les enroulements P (Primaire) et les enroulements S (Secondaire) sont chacun constitués de  $N=4$  conducteurs connectés en série. Tous les conducteurs ont une section de  $7 \times 0.2 \text{mm}^2$  et sont séparés entre eux par une couche d'air de 0.2mm d'épaisseur. Les conducteurs primaire et secondaire sont alimentés par les mêmes courants de valeur  $I$ , avec compensation des ampères-tours.

Les différents arrangements testés correspondent à trois niveaux d'entrelacement (Figure 1.29) :

- 1<sup>er</sup> cas (PPPPSSSS) : Pas d'entrelacement, les bobinages sont superposés.
- 2<sup>ème</sup> cas (PPSSPPSS) : Entrelacement partiel, les couches P et S sont réparties 2 à 2.
- 3<sup>ème</sup> cas (PSPSPSPS) : Entrelacement maximal, les couches P et S sont réparties 1 à 1.

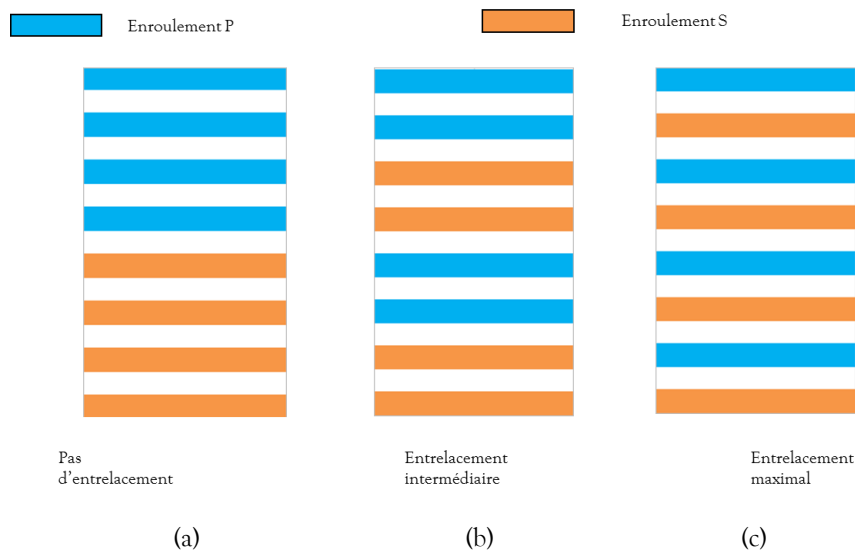


Figure 1.29 : Entrelacements des bobinages P et S : (a) cas PPPSSSS, (b) cas PPSSPPSS et (c) cas PSPSPSPS

Connaissant les différents arrangements, on s'intéresse à l'allure de la force magnétomotrice (FMM) et de la densité de courant que l'on obtient dans chaque cas (Figure 1.30). La densité de courant s'obtient en dérivant la FMM suivant le chemin magnétique défini (axe x sur la Figure 1.30). Son expression sera détaillée dans le Chapitre 2.

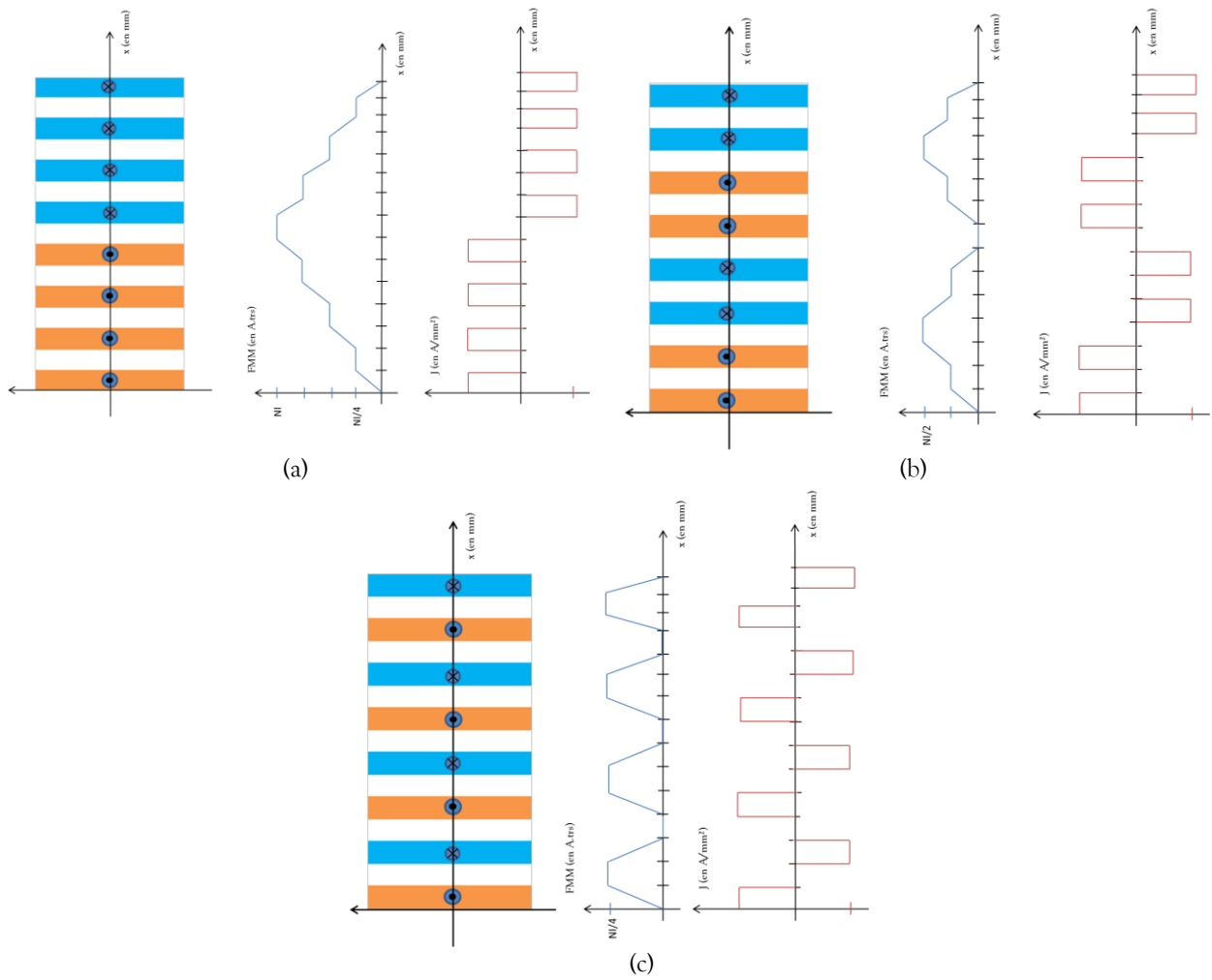


Figure 1.30 : FMM et densité de courant pour les différents arrangements : (a) PPPSSSS (b) PPSSPPSS (c) PSPSPSPS

On constate qu'en fonction des arrangements, la FMM peut être largement réduite, ce qui a pour effet de réduire les effets des courants induits dans les conducteurs comme nous allons maintenant le mettre en évidence.

Pour cela, nous allons réaliser des simulations numériques 2-D plan des trois transformateurs. Ces derniers sont constitués des agencements d'enroulements précédents et d'un matériau magnétique sans pertes dont la perméabilité relative vaut  $\mu_r = 1600$  (Figure 1.31). Les quatre conducteurs de chaque enroulement sont alimentés par un courant efficace  $I=2A$ .

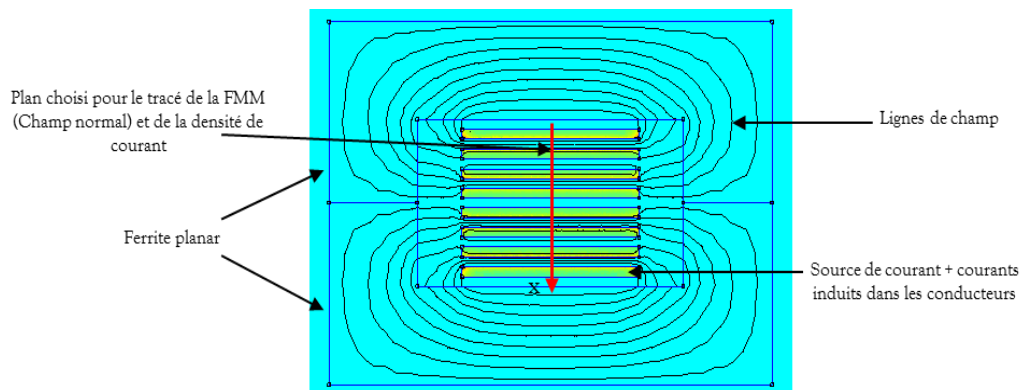


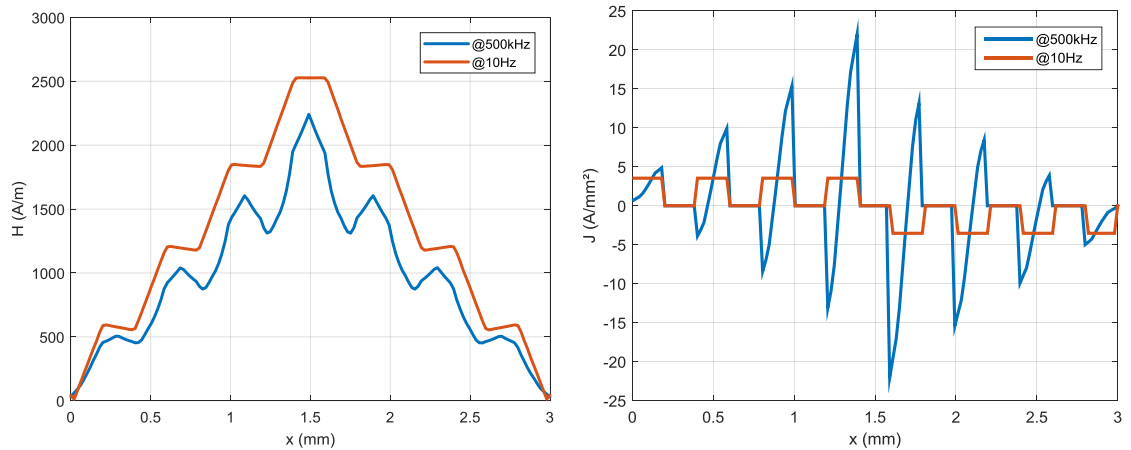
Figure 1.31 : Simulation 2D du transformateur PSPSPSPS à 500kHz



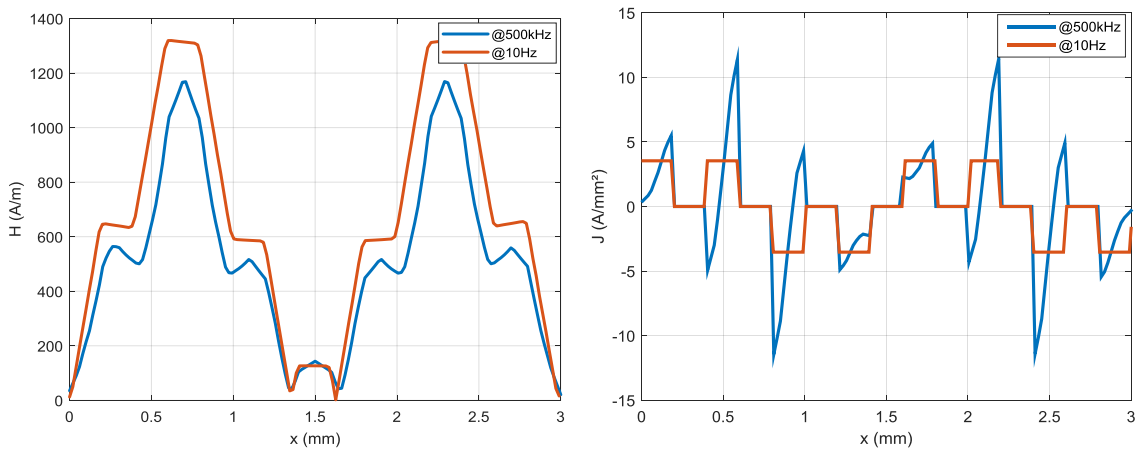
Les simulations éléments finis sont réalisées en BF, à 10Hz et en HF à 500kHz. La Figure 1.31 montre les lignes de champ obtenues pour le cas PSPSPSPS lorsque les conducteurs sont alimentés par un courant sinusoïdal à 500kHz. A cette fréquence, la densité de courant n'est pas homogène et des courants HF sont induits. L'analyse éléments finis 2-D permet de tracer les allures de champ magnétique  $H$  et de la densité de courant  $J$  suivant l'axe  $x$  représenté sur la Figure 1.31. Ces grandeurs sont tracées pour les trois cas de figure à 10Hz et 500kHz sur la Figure 1.32.

En BF (10Hz), on retrouve les bonnes allures théoriques du champ et de la densité de courant suivant l'axe  $x$ . En HF (500kHz), le champ magnétique a une allure similaire au cas BF. Concernant la densité de courant, en HF, l'allure est très différente avec des valeurs crêtes plus élevée qu'en BF. Cette augmentation est bien plus importante dans la configuration non entrelacée PPPSSSS (facteur 6 entre la HF et la BF) en raison des courants induits. Sur la Figure 1.32, on peut aussi remarquer que la configuration d'entrelacement maximal PSPSPSPS permet de réduire très fortement l'augmentation de la densité de courant maximale (facteur 1.6 entre la HF et la BF).

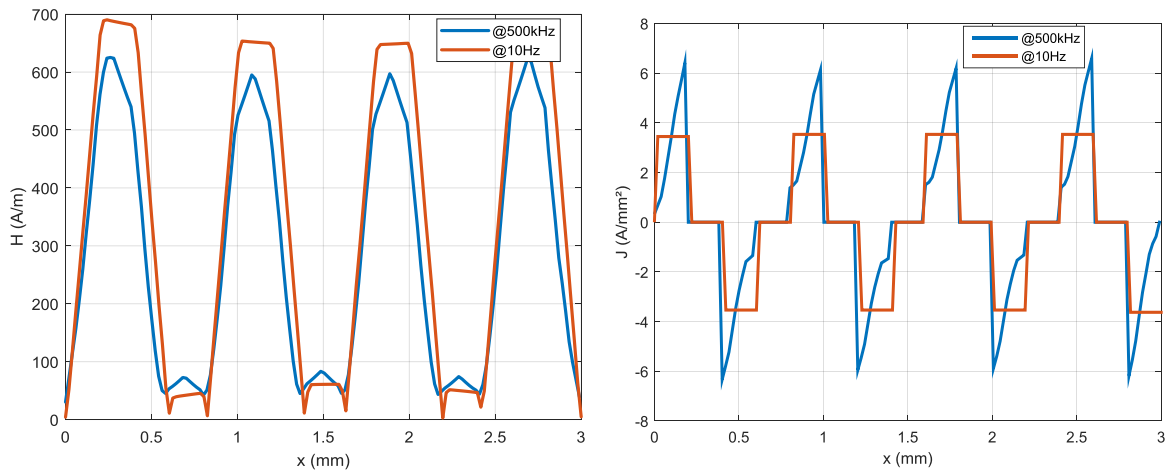
La résistance dynamique des trois agencements de conducteurs peut être tracée en fonction de la fréquence (Figure 1.33). Le cas PSPSPSPS présente les meilleures performances en termes de résistance et donc de pertes. Comme nous aurons l'occasion de le revoir par la suite, cet entrelacement maximal permet aussi de réduire l'inductance de fuite d'un transformateur [50] [40].



(a)



(b)



(c)

Figure 1.32 : Champ magnétique et densité de courant déduits de l'analyse éléments finis 2D (a) PPPSSSS, (b) PPSSPPSS et (c) PPSPPSPS

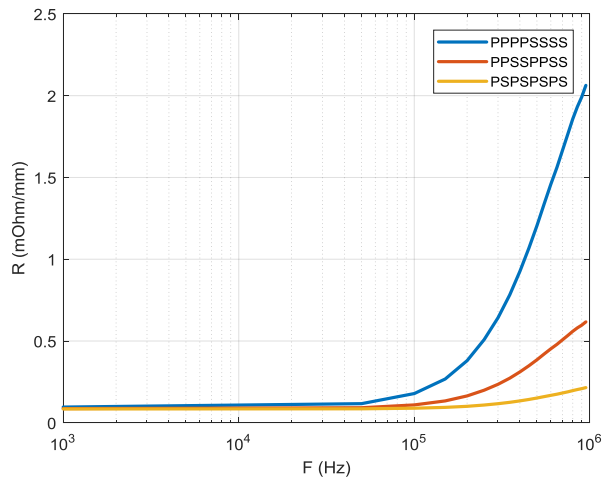


Figure 1.33 : Effet de l'entrelacement sur la résistance AC des trois configurations

Cette rapide étude nous a permis de montrer qu'en agissant sur la disposition des différents enroulements, les pertes cuivres allaient pouvoir être réduites. Cet exemple se voulait simple mais il permet de mettre en avant la problématique de réduction des pertes HF qui est un point clé du développement des CMP.

Cette étude a été réalisée à l'aide de simulations éléments-finis 2D. Nous allons maintenant revenir sur les méthodes de modélisation numérique qui permettent d'étudier les phénomènes internes aux composants magnétiques planar. En effet, la compréhension de ces différents phénomènes est indispensable pour le développement de CMP performants.

## IV. INTRODUCTION A LA MODELISATION NUMERIQUE DES COMPOSANTS MAGNETIQUES PLANAR

Comme nous l'avons vu dans la partie précédente, la modélisation numérique 2-D par éléments finis s'avère très intéressante pour l'étude des phénomènes internes aux composants magnétiques planar. Sans rentrer dans le détail d'autres approches de modélisation possibles, il peut être intéressant

de lister les avantages et les limitations de ces dernières dans le contexte de l'étude des composants magnétiques planar. En effet, de par leur géométrie et leurs dimensions, les CMP posent de réels problèmes et challenges en termes de modélisation numérique.

#### IV.1. Méthodes pour la modélisation des composants magnétiques

Dans la littérature, les simulations par éléments finis 2-D (Finite Element Analysis FEA) sont très répandues pour l'étude des composants magnétiques [51] [52]. De telles études permettent très souvent de valider des approches analytiques, plus rapides en termes de temps de calcul mais moins précises car basées sur des hypothèses simplificatrices. Selon [53], l'analyse par éléments finis (FEA) est d'ailleurs la méthode la plus appropriée pour étudier l'influence des effets de peau et de proximité.

L'étude en 3-D est plus complexe en raison de problématiques liées à la complexité de modélisation et au temps de calcul. Pour simplifier le problème numérique à résoudre, certains auteurs ont recours à une décomposition d'un problème 3-D en de multiples problèmes 2-D [54] [55].

D'autres méthodes numériques ou semi-analytiques peuvent être utilisées pour modéliser les problématiques de courants induits. Basées sur la résolution de l'équation de Poisson, la formulation PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) [56] ou la méthode de Roth [57] sont utilisées pour une modélisation 2-D des conducteurs des composants magnétiques. La formulation PEEC permet de représenter tout conducteur siège d'un courant non uniforme par un ensemble de conducteurs élémentaires en parallèle parcourus par des courants uniformes. Cependant, la méthode PEEC reste limitée car elle ne permet de traiter que le cas de conducteurs positionnés dans l'air. Pour tenir compte d'un éventuel circuit magnétique, comme dans le cas d'inductances et de transformateurs, la méthode  $\mu$ PEEC [58] a été développée au sein du laboratoire GE2lab à Grenoble. Celle-ci permet de passer d'un milieu (par exemple de l'air) à un autre (par exemple le matériau magnétique) en introduisant une interface parcourue par un courant surfacique [47]. Cette méthode, assez complexe à mettre en œuvre, est pour l'instant limitée à des applications 2-D. Pour des systèmes 3-D, la formulation PEEC-BIM [59] a été développée en 2013 mais reste limitée à des noyaux de forme torique. Récemment, en 2016, le couplage des méthodes éléments-finis et PEEC a été utilisée pour le calcul de pertes dans des enroulements en fil de Litz [60].

Pour l'étude des CMP, des méthodes de modélisation par plaques [47] ou des techniques d'homogénéisation [61], peuvent être utilisées, même si la précision de ces dernières sont fortement dépendantes de la géométrie des CMP.

#### IV.2. Spécificités des composants magnétiques planar

Les composants magnétiques planar possèdent des dimensions très différentes, allant de quelques dizaines de micromètres pour les épaisseurs de conducteurs sur PCB à plusieurs dizaines de centimètres pour les plus gros noyaux magnétiques. Le

Tableau 1.10 présente les plages de variations des longueurs typiques (Figure 1.34) des noyaux magnétiques planar de chez Ferroxcube [21]. Ces grandeurs sont données pour des associations de noyau EE planar. En considérant le cas le plus défavorable, il existe un facteur d'environ 2000 entre la plus petite dimension de cuivre (épaisseur  $h_t$  de 35 $\mu$ m) et la plus grande dimension du noyau  $w_c$  (cas de l'association de deux EE64). Ces dimensions, aux ordres de grandeur très différents posent de réels challenges en termes de modélisation.

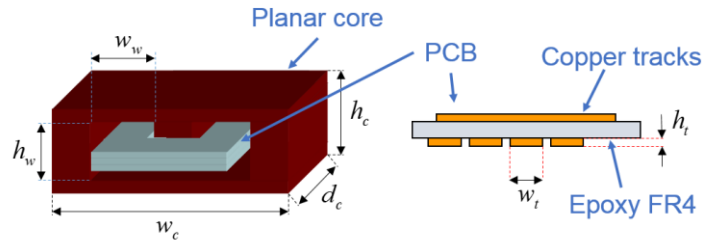


Figure 1.34 : Dimensions des composants magnétiques planar avec enroulement PCB [62]

Longueur	Unité	Plage de variations
$w_c$	mm	[14 - 64]
$h_c$	mm	[7 - 20.4]
$d_c$	mm	[5 - 50.8]
$w_w$	mm	[4 - 21.8]
$h_w$	mm	[4 - 10.2]
$h_t$	$\mu\text{m}$	35, 70, 105, 210

Tableau 1.10 : Plage de variation des dimensions typiques lors de l'association de 2 noyaux planar E [21]

### IV.3. Modélisation par éléments finis 2-D et 3-D des CMP

Lors d'une modélisation par éléments-finis, le maillage, ou discrétisation spatiale, doit être très fin dans les zones où les variations de champ sont importantes. Il faut considérer généralement au moins trois mailles dans l'épaisseur de peau (1.8) pour obtenir un résultat de calcul en dessous de 1% d'erreur [62]. Le maillage doit donc être très fin dans les couches conductrices et peut être relâché dans le matériau magnétique. Entre les deux, le maillage est étendu progressivement. On se rend assez facilement compte que le maillage d'un composant en 3-D conduit à des problèmes numériques de très grande taille. Les processeurs de calculs et les logiciels ayant été améliorés ces dernières années, il est maintenant possible de réaliser des simulations numériques 3-D de composants complets. Ces calculs demandent du temps, que ce soit lors de la formulation du problème, lors du maillage ou lors de la résolution du problème.

Dans certains cas de figure, l'aspect 3-D n'est pas forcément indispensable. Par exemple, dans [62], il a été montré que dans le cas d'une inductance planar, une approche par modélisation 2-D pouvait s'avérer suffisante pour évaluer les pertes cuivre dans un enroulement PCB. Pour réduire les temps de calculs, des méthodes de réduction de modèles type MOR (Model Order Reduction) peuvent être mises en place lorsque le code éléments-finis est ouvert. C'est le cas de *code\_Carmel3D* [46], développé au L2EP, qui a été utilisé pour de la réduction de modèle appliquée aux CMP [64].

Les codes commerciaux type Maxwell 3D présentent des performances intéressantes en termes de précision. Outre ce critère, les principaux avantages de la simulation 3-D avec de tels codes sont les possibilités de couplage entre les solveurs électromagnétiques et thermiques d'une part et les solveurs électromagnétiques et les logiciels circuits d'autre part (par exemple entre Maxwell 3D et Computational Fluid Dynamics ou entre Maxwell 3D et Simplorer) [32]. Avec un tel couplage, l'analyse de l'impact des pertes sur la répartition de la température est facilitée et permet d'identifier d'éventuels points chauds dans les enroulements du composant. Nous reviendrons sur cet aspect thermique dans le Chapitre 2.

## V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents constituants des composants magnétiques utilisés pour des applications d'électronique de puissance. Au niveau des matériaux magnétiques, pour les applications HF, les matériaux doux type ferrites et nanocristallins sont très utilisés du fait de leurs faibles pertes magnétiques. Parmi ces matériaux, et pour les convertisseurs de puissance HF, les ferrites Mn-Zn se démarquent par leur maturité sur le marché, leurs propriétés en HF et leurs performances à température élevée (autour de 100°C). Pour des applications dans les systèmes embarqués et les transports, il a été montré que parmi les différents formats de ferrites Mn-Zn existants, les noyaux de type planar sont ceux qui présentent les caractéristiques les plus intéressantes pour l'intégration de puissance. Comparés aux composants bobinés HF classiques, les CMP ont une géométrie intéressante permettant de mieux évacuer les pertes. Toutefois, une limitation majeure actuelle, est qu'ils restent limités à une plage de puissance de quelques kilowatts.

Pour une application donnée et, comme pour les autres composants magnétiques, le produit des aires permet de dimensionner et de sélectionner la taille de noyau planar adéquat. Ces noyaux sont principalement utilisés avec des bobinages en technologie PCB ou feuillard. Ces bobinages ou enroulements ont alors la particularité d'être positionnés de manière horizontale, par couche, dans la fenêtre magnétique. Les conducteurs électriques qui forment ces enroulements sont sujets aux effets de peau et de proximité HF. Ces effets HF se manifestent par des courants induits et sont à l'origine de pertes joule significatives dans les enroulements. Il est possible de réduire ces pertes en entrelaçant les enroulements primaires et secondaires des transformateurs. La limitation des pertes cuivre est un thème majeur pour les composants magnétiques planar et l'intégration de puissance ; il sera abordé dans les chapitres 2 et 3.

D'autres sources de pertes cuivre HF liées aux courants de circulation et aux effets de bords ont été abordées. Les effets de bords sont notamment présents dans les CMP contenant un entrefer utile suivant les besoins de l'application. Cet entrefer peut, de plus, être réalisé de différentes façons sur les noyaux planar.

Les particularités géométriques des composants planar ayant été présentées, les méthodes de modélisation sont alors introduites. Les analyses éléments-finis 2-D ou 3-D sont couramment utilisées car elles sont plus précises que les méthodes analytiques basées sur des hypothèses simplificatrices et nous seront très utiles dans la suite de ce manuscrit, notamment dans le chapitre 3 pour aborder la problématique de réduction des pertes cuivre.

Ces dernières années, plusieurs méthodes semi-analytiques ont également été développées en compléments des méthodes éléments-finis. Parmi elles, on peut citer la méthode PEEC et les méthodes de réduction de modèles. Cependant, elles ne sont pas forcément adaptées à l'étude de CMP. Ainsi, pour un dimensionnement rapide et optimal, il est indispensable de disposer d'outils et de méthodes permettant d'évaluer rapidement les performances et contraintes de ces composants planar, ceci étant l'objet du chapitre 2.

## *CHAPITRE 2 : Modèles pour le dimensionnement des transformateurs planar – Application à un cas test*

"La vérité scientifique a pour signe la cohérence et l'efficacité. La vérité poétique a pour signe la beauté."

Aimé Césaire

## I. INTRODUCTION

La conception de composants magnétiques performants repose sur l'utilisation de modèles permettant le dimensionnement « au plus juste » des composants suivant un cahier des charges donné. Les composants magnétiques planar n'échappent pas à cette règle, si ce n'est que les modèles utilisés doivent être adaptés aux spécificités des composants planar.

La Figure 2.1 présente la démarche générale de conception des composants magnétiques. Après une analyse du cahier des charges, un dimensionnement est réalisé pour choisir le noyau magnétique adéquat et concevoir les enroulements (type, forme, nombre de spires etc.). Sur la base de ce premier design, les pertes dans le composant, ainsi que les éléments parasites (self de fuite, capacité(s) parasite(s)) sont évalués.

Les pertes sont de trois types : les pertes dans les enroulements, appelées pertes cuivre, les pertes dans le matériau magnétique, appelées pertes fer et les autres types de pertes liés à la conception et à la technologie du composant. Il est nécessaire, à ce stade de disposer de modèles précis pour permettre de calculer la totalité des pertes dans le composant dimensionné en fonctionnement. Toutes ces pertes servent ensuite d'entrée à un modèle thermique estimant l'élévation de température dans le composant afin de vérifier que cette température ne dépasse pas la température maximale autorisée. Le design obtenu peut ensuite être validé avec des simulations par éléments finis, que ce soit pour l'aspect magnétique (inductances, pertes) ou pour l'aspect thermique.

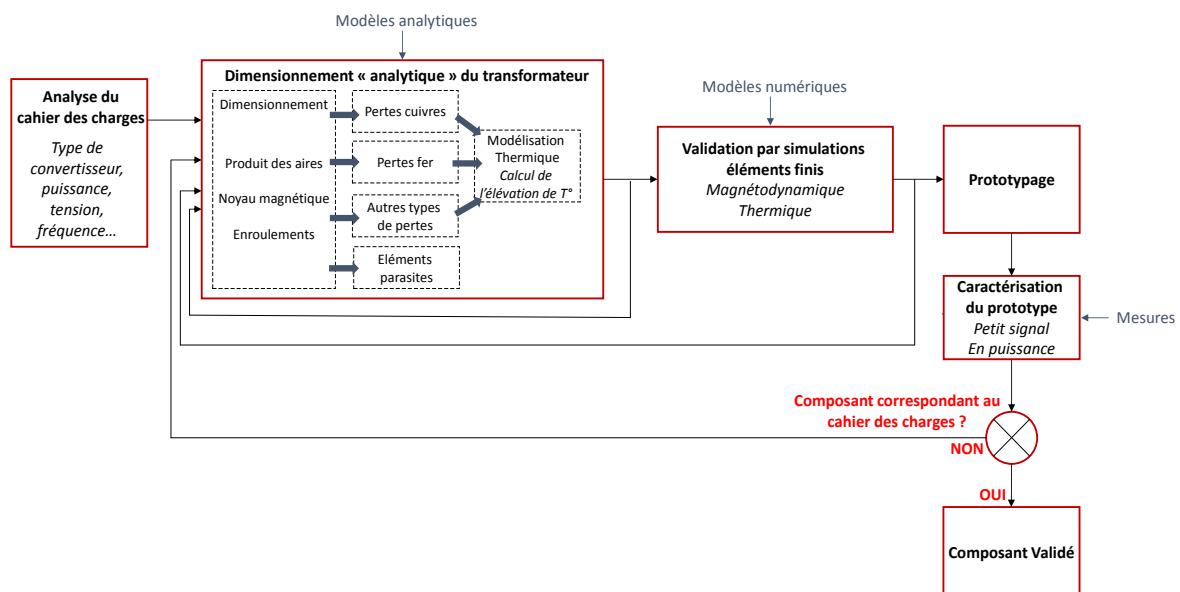


Figure 2.1 : Conception d'un composant magnétique

L'objectif de ce chapitre est donc de s'intéresser à toute cette chaîne de conception de transformateurs planar, en se focalisant plus spécifiquement sur les différents modèles qui vont permettre le dimensionnement « optimisé » de ces composants. L'idée de fond dans cette démarche de conception est de disposer d'outils sous forme de feuilles de calcul (Matlab, Mathcad...) utilisant les modèles les plus pertinents, en comprenant leurs limites et leurs domaines d'application, et être ainsi capable de les choisir de façon pertinente et adaptée selon le contexte d'étude.

Dans une première partie, nous nous intéressons aux différents modèles disponibles dans la littérature pour calculer les pertes cuivre et les pertes fer dans les transformateurs planar HF. Pour les

perles cuivre, après un rappel sur la mise en équation du problème, les modèles de Dowell et de Ferreira sont introduits et comparés sur un exemple. Ensuite, pour la modélisation des pertes fer, différentes méthodes, toutes basées sur l'équation de Steinmetz sont analysées et comparées. Pour terminer cette partie, nous nous intéressons aux pertes additionnelles liées au diélectrique, aux vias et à la connectique.

Dans une deuxième partie, nous nous intéressons à la modélisation thermique des transformateurs planar. Après une présentation des différents phénomènes thermiques, trois approches sont présentées, à savoir, la modélisation par résistance thermique équivalente, la modélisation par réseau de résistances thermiques et enfin la modélisation thermique par éléments finis 3-D.

Dans la troisième partie, nous introduisons brièvement la problématique des éléments parasites des transformateurs. En effet, leurs self de fuite et capacités parasites ont une influence importante sur le fonctionnement des structures d'électronique de puissance. Il faut donc être capable de prédire et maîtriser leurs valeurs pour concevoir des transformateurs utilisables, surtout dans le contexte actuel de montée en fréquence de l'Electronique de Puissance.

Enfin, dans la dernière partie, un cas test de dimensionnement de transformateur planar 2kVA - 100kHz est présenté pour illustrer la démarche, et donne lieu à la conception d'un prototype. Cet exemple permet de mettre en application les différents modèles, présentés auparavant, sur un cas concret. Le prototype est alors réalisé, testé et caractérisé pour permettre de valider la méthode de dimensionnement et les modèles utilisés.

## II. MODELES DE PERTES DANS LES TRANSFORMATEURS PLANAR HF

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, les conducteurs et les matériaux magnétiques sont le siège de pertes HF. Dans le cas d'un transformateur planar constitué de cuivre et de ferrite, ces pertes varient en fonction de la fréquence des courants et tensions d'alimentation du transformateur. La Figure 2.2 présente le schéma équivalent d'un transformateur HF à 2 enroulements, sur lequel les résistances  $R_p(f)$ ,  $R_s(f)$  et  $R_f(f)$  modélisent respectivement les pertes dans l'enroulement primaire, les pertes dans l'enroulement secondaire et les pertes dans le matériau magnétique, en fonction de la fréquence.

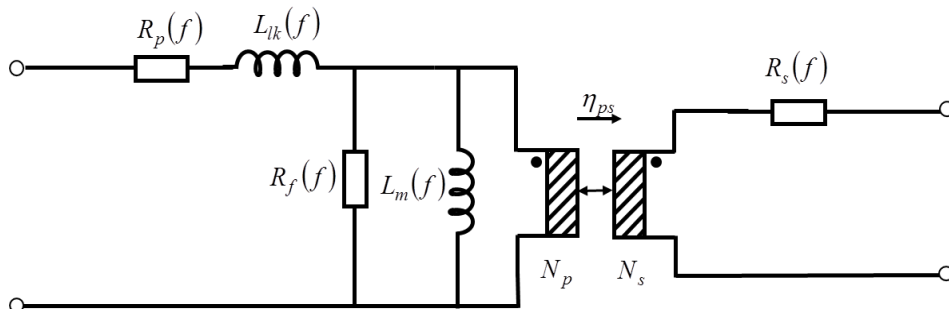


Figure 2.2 : Schéma équivalent HF d'un transformateur à 2 enroulements

Les différents éléments de ce schéma équivalent sont :

- $R_p$  est la résistance de l'enroulement primaire
- $R_s$  est la résistance de l'enroulement secondaire
- $L_{lk}$  est l'inductance de fuite vue de l'enroulement primaire
- $L_m$  est l'inductance magnétisante



- $R_f$  est la résistance représentant les pertes dans le noyau magnétique
- $N_p$  et  $N_s$  sont respectivement les nombres de spires au primaire et au secondaire
- $\eta_{ps}$  est le rapport de transformation  $\frac{N_s}{N_p}$

Les modèles auxquels nous nous intéresserons dans cette partie doivent donc permettre de trouver, analytiquement, l'évolution de ces grandeurs quel que soit la forme des conducteurs et la fréquence des signaux d'entrée du transformateur. Nous nous intéresserons tout d'abord à l'aspect pertes cuivre, puis l'aspect pertes fer et nous terminerons par des pertes additionnelles fonctions de la technologie du transformateur étudié.

## II.1. Modélisation des pertes cuivre

Différents modèles existent pour analyser les effets des courants induits HF dans les enroulements. Tous sont issus des équations fondamentales de l'électromagnétisme aussi connues sous le nom d'équations de Maxwell [65]. Ces modèles permettent d'évaluer la résistance des conducteurs en fonction de leur géométrie et de la fréquence électrique.

### II.1.a. Mise en équations

Un enroulement parcouru par des courants alternatifs, crée un champ variable qui diffuse dans un milieu conducteur, provoquant ainsi des courants induits, sources de pertes et de chaleur par effet joule.

Un enroulement alimenté par un courant alternatif mono-fréquentielle de pulsation  $\omega = 2\pi f$  (de fréquence  $f$ ) génère un champ magnétique  $H$  à l'origine de courants induits de densité surfacique  $J$  et

d'une induction électrique  $D$  (Eq. 2.1). L'expression  $\frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$  représente les courants de déplacement. Ces courants sont négligeables dans les conducteurs électriques (approximation des régimes quasi-stationnaires : on néglige les courants de déplacement devant les courants de conduction).

$$\vec{\text{rot}} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{Eq. 2.1})$$

Le champ électrique  $E$  et l'induction magnétique  $B$  sont liés par la loi de Lenz-Faraday qui s'exprime sous la forme locale par :

$$\vec{\text{rot}} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{Eq. 2.2})$$

On considère que le champ magnétique ne peut diverger et est nul loin du système considéré (ou à l'infini). Les lignes de champ magnétique étant fermées, le flux magnétique se conserve. Cette loi de conservation peut s'écrire sous la forme locale suivante, connue sous le nom de jauge de Coulomb :

$$\text{div} \vec{B} = 0 \quad (\text{Eq. 2.3})$$

Quant à l'induction électrique  $D$ , elle est liée à la distribution volumique de charges électriques  $\rho_e$  par l'équation de Poisson :

$$\text{div} \vec{D} = \rho_e \quad (\text{Eq. 2.4})$$

Par ailleurs, pour rappel, les inductions et champs sont liés par la perméabilité magnétique (Eq. 1.6) et la permittivité électrique par :

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (\text{Eq. 2.5})$$

Enfin, la densité de courant  $J$  est liée au champ électrique  $E$  par la conductivité électrique  $\sigma$  par :

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (\text{Eq. 2.6})$$

En négligeant les courants de déplacement dans l'équation (Eq. 2.1),  $\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H})$  peut s'écrire suivant (Eq. 2.7)

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H}) = \overrightarrow{\text{grad}}(\text{div}\vec{H}) - \Delta\vec{H} \quad (\text{Eq. 2.7})$$

En combinant la jauge de Coulomb (Eq. 2.3) et l'équation (Eq. 1.6), on en déduit l'équation (Eq. 2.8) :

$$\text{div}\vec{H} = \vec{0} \quad (\text{Eq. 2.8})$$

La relation (Eq. 2.7) s'écrit alors :

$$\overrightarrow{\text{rot}}(\overrightarrow{\text{rot}}\vec{H}) = -\Delta\vec{H} = \overrightarrow{\text{rot}}\vec{J} \quad (\text{Eq. 2.9})$$

En considérant l'hypothèse d'un matériau isotrope, on suppose que les propriétés magnétique et électrique du matériau sont les mêmes quelle que soit la direction de l'espace considéré. On a alors  $\sigma = \text{cte}$  et  $\mu = \mu_0$  pour un matériau conducteur. Avec cette propriété d'isotropie,  $\overrightarrow{\text{rot}}\vec{J}$  peut s'écrire suivant l'équation (Eq. 2.10) :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{J} = \overrightarrow{\text{rot}}(\sigma \vec{E}) = \sigma \overrightarrow{\text{rot}}(\vec{E}) \quad (\text{Eq. 2.10})$$

Enfin, en combinant les équations (Eq. 2.9), (Eq. 2.10), (Eq. 2.2) et (Eq. 1.6) on obtient l'expression (2.11), appelée équation d'Helmholtz.

$$\begin{aligned} -\Delta\vec{H} = \overrightarrow{\text{rot}}\vec{J} = \sigma \overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} &= -\sigma \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\sigma \frac{\partial(\mu_0 \vec{H})}{\partial t} = -\mu_0 \sigma \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \\ \Delta\vec{H} &= \mu_0 \sigma \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 2.11})$$

Cette équation (Eq. 2.11) sert de base à la résolution des problèmes de courant induits dans les conducteurs. Nous allons maintenant nous intéresser aux courants induits dans une plaque conductrice rectangulaire.

### II.1.b. Cas d'un conducteur rectangulaire de type plaque

Le conducteur auquel nous allons nous intéresser maintenant est présenté sur la Figure 2.3. Ce conducteur, long, de forme rectangulaire aplati ( $w \gg h$ ), est de longueur  $L_z$  suivant la direction  $z$  de passage du courant  $I$ .

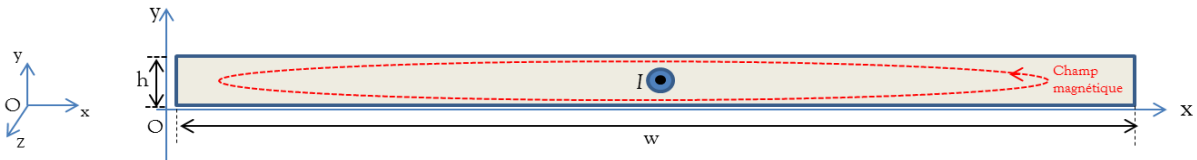


Figure 2.3 : Conducteur rectangulaire de type plaque, alimenté par un courant  $I$

Dans le système de coordonnées cartésien  $(x, y, z)$ , le Laplacien de  $\vec{H}$  s'écrit :

$$\Delta \vec{H} = \frac{\partial^2 H}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H}{\partial z^2} \quad (\text{Eq. 2.12})$$

En supposant que les lignes de champ sont unidimensionnelles suivant x et invariantes suivant l'axe z, ces dernières sont donc horizontales et tangentes à la surface du conducteur (hypothèse 1-D). On obtient alors :

$$\vec{H}(x, y, z) = \begin{matrix} H_x \\ 0 \\ 0 \end{matrix} \quad \frac{\partial H}{\partial x} = 0 \quad \frac{\partial H}{\partial z} = 0 \quad (\text{Eq. 2.13})$$

Les courants induits circulent dans le plan xOy (Figure 2.3) et tentent de s'opposer aux variations de flux (ou de champ magnétique), en créant un champ suivant z. La densité de courant, suivant l'axe z est liée aux variations du champ magnétique suivant l'axe y. En effet, l'équation (Eq. 2.14) se simplifie suivant les hypothèses (Eq. 2.13) et s'écrit sous la forme (Eq. 2.15), où seule la composante suivant z de la densité de courant J n'est pas nulle.

$$\vec{J} = \text{rot } \vec{H} = \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \vec{u}_x + \left( \frac{\partial H_z}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial z} \right) \vec{u}_y + \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \vec{u}_z \quad (\text{Eq. 2.14})$$

$$\vec{J} = \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ J_z \end{matrix} \quad \vec{J}(x, y, z) = \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ J_z \end{matrix} \quad (\text{Eq. 2.15})$$

Etant donné les hypothèses considérées, l'équation d'Helmholtz (Eq. 2.11) peut se réécrire sous la forme :

$$\Delta \vec{H} = \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial y^2} = \mu \sigma \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (\text{Eq. 2.16})$$

En régime permanent (ou magnéto-harmonique), cette expression devient :

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} = j \omega \mu \sigma H_x \quad (\text{Eq. 2.17})$$

En posant  $\xi$  suivant (Eq. 2.18), on peut écrire l'équation (Eq. 2.17) en tenant compte de ce paramètre (Eq. 2.19).

$$\xi^2 = j \omega \mu \sigma = \left( \frac{1+j}{\delta} \right)^2 = \frac{2j}{\delta^2} \quad (\text{Eq. 2.18})$$

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} - \xi^2 H_x = 0 \quad (\text{Eq. 2.19})$$

Cette équation (Eq. 2.19) est une équation différentielle du second ordre sans second membre dont la solution générale s'écrit :

$$\underline{H_x}(y) = H_1 e^{\xi y} + H_2 e^{-\xi y} ; \text{ avec } \alpha, H_1 \text{ et } H_2 \in \mathbf{C} \quad (\text{Eq. 2.20})$$

Les coefficients  $H_1$  et  $H_2$  sont alors déterminés à partir des conditions aux limites considérées :

- Pour  $y = 0$ ,  $H_x(y=0) = 0$  donc  $H_1 + H_2 = 0$
- Pour  $y = h$ , d'après le théorème d'ampère en magnétostatique ( $I = cte$ ),  

$$H_x(y=h) = \frac{I}{w} = H_1 e^{\xi h} + H_2 e^{-\xi h}$$

En combinant ces équations, l'expression du champ  $H_x(y)$  peut être déduite (Eq. 2.21), ainsi que celle de la densité de courant suivant l'axe  $z$  (Eq. 2.22).

$$H_x(y) = \frac{I}{w} \frac{e^{\xi y} - e^{-\xi y}}{e^{\xi h} - e^{-\xi h}} \quad (\text{Eq. 2.21})$$

$$J_z = -\frac{\partial H_x}{\partial y} = \frac{-I}{w} \alpha \frac{e^{\xi y} + e^{-\xi y}}{e^{\xi h} - e^{-\xi h}} \quad (\text{Eq. 2.22})$$

La densité de pertes cuivre s'exprime par :

$$P_j = \frac{1}{\sigma} J^2 = \frac{1}{\sigma} \|J\|^2 = \frac{1}{\sigma} \underline{J} \cdot \underline{J}^* \quad (\text{Eq. 2.23})$$

Les pertes cuivre totales générées par effet Joule s'expriment donc par :

$$P = \int_0^w \int_0^{L_z} \int_0^h P_j dv = \frac{L_z}{wh\sigma} \cdot \frac{h}{\delta} I^2 \cdot \frac{\sinh(\frac{2h}{\delta}) + \sin(\frac{2h}{\delta})}{\cosh(\frac{2h}{\delta}) - \cos(\frac{2h}{\delta})} = R \times I^2 \quad (\text{Eq. 2.24})$$

Avec  $R$  qui vaut :

$$R = \frac{L_z}{wh\sigma} \cdot \frac{h}{\delta} \cdot \frac{\sinh(\frac{2h}{\delta}) + \sin(\frac{2h}{\delta})}{\cosh(\frac{2h}{\delta}) - \cos(\frac{2h}{\delta})} \quad (\text{Eq. 2.25})$$

En posant  $R_{DC}$  (Eq. 2.26) la valeur de la résistance continue du conducteur rectangulaire (Figure 2.3) et en utilisant le paramètre  $X$ , défini en (Eq. 1.18) comme étant le rapport entre l'épaisseur du conducteur  $h$  et l'épaisseur de peau  $\delta$  (Eq. 1.8) à la fréquence considérée, on obtient l'expression de la résistance  $R_{AC}$  (Eq. 2.27) modélisant l'effet de peau dans le conducteur.

$$R_{DC} = \frac{L_z}{wh\sigma} \quad (\text{Eq. 2.26})$$

$$R_{AC} = R_{DC} \cdot X \frac{\sinh(2X) + \sin(2X)}{\cosh(2X) - \cos(2X)} = R_{DC} \cdot Fr(X) \quad (\text{Eq. 2.27})$$

La Figure 2.4 présente l'évolution du facteur résistif  $Fr$  du conducteur rectangulaire, en fonction de l'épaisseur relative  $X$ . Ce facteur augmente rapidement lorsque l'épaisseur du conducteur devient supérieure à celle de  $\delta$ , l'effet de peau est alors important. Pour réduire cet effet il vaut donc mieux utiliser des épaisseurs de conducteurs faibles devant l'épaisseur de peau.

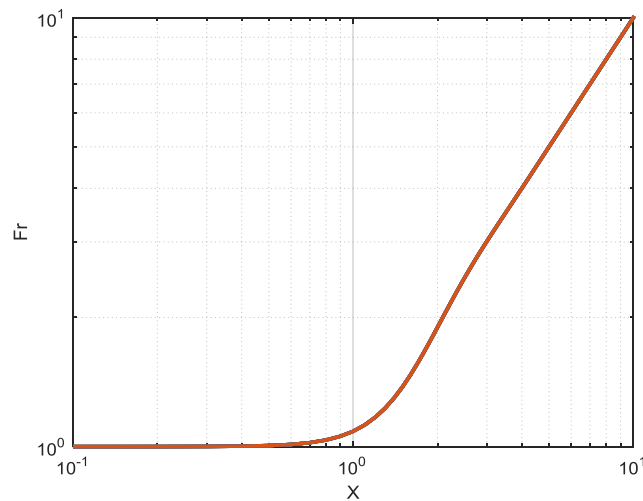


Figure 2.4 : Evolution du facteur résistif d'un conducteur rectangulaire, soumis à un effet de peau, en fonction de l'épaisseur relative  $X$

Cet exemple, nous a permis de montrer qu’il était possible de résoudre les équations de Maxwell, sous certaines hypothèses, afin de calculer l’impact des courants induits dans les conducteurs. Le conducteur étudié (Figure 2.3) étant seul, dans l’air, c’est l’effet de peau que nous avons ici présenté.

Nous allons maintenant nous intéresser au cas des transformateurs dans lesquels les enroulements sont constitués de plusieurs conducteurs positionnés à proximité. Il nous faut donc disposer de modèles permettant de prendre en compte les effets de peau et ceux de proximité liés à ces différents conducteurs.

### II.1.c. Approches pour le calcul des effets de peau et de proximité dans un transformateur

Pour modéliser analytiquement les effets de peau et de proximité dans les enroulements d’un transformateur, plusieurs travaux dans la littérature sont basés sur l’hypothèse d’un champ magnétique unidirectionnel 1-D dans la fenêtre de bobinage. En matière de référence, les travaux de Dowell [66] sont les plus cités car il a été l’un des premiers à travailler sur le sujet dans les années 1960, même si les premiers auteurs ayant donné le fondement théorique de l’expression de la résistance en haute fréquence d’un bobinage multicouches étaient Bennet et Larson en 1940 [67].

#### Méthode de Dowell

La méthode de Dowell [66] vise à calculer la résistance série et l’inductance de fuite d’un transformateur à deux enroulements en se basant sur la solution de l’équation de diffusion dans une plaque conductrice infinie. Pour pouvoir appliquer cette méthode, les conducteurs doivent donc ressembler à des plaques parallèles, où pouvoir se ramener à un ensemble de plaques parallèles.

Les transformateurs HF étant initialement constitués de conducteurs cylindriques, Dowell a introduit un facteur de porosité  $\eta$  ( $0 < \eta \leq 1$ ) (Eq. 2.28) qui permet, à partir de ces conducteurs cylindriques, d’obtenir des plaques de conductivité équivalente  $\eta\sigma$ . Le principe de cette transformation est présenté sur la Figure 2.5 :

- Les conducteurs ronds de diamètre  $d$  sont transformés en conducteurs carrés de surface équivalente et de côté  $h$  (Eq. 2.29).
- Les carrés sont alors accolés et le rectangle obtenu est étendu à la hauteur du bobinage sans changer son épaisseur  $h$ .
- La conductivité est ajustée (Eq. 2.30) pour conserver la résistance DC.

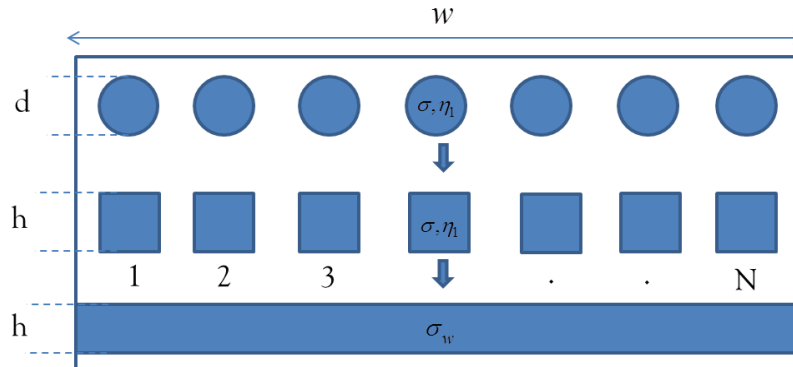


Figure 2.5 : Transformation de conducteurs ronds en plaques de résistance équivalente

$$\eta_1 = \frac{N \times d}{w} \quad (\text{Eq. 2.28})$$

$$h = \frac{d\sqrt{\pi}}{2} \quad (\text{Eq. 2.29})$$

$$\sigma_w = \eta_1 \sigma \quad (\text{Eq. 2.30})$$

Où  $\eta_1$  est le facteur de porosité et  $\sigma$  et  $\sigma_w$  sont des conductivités électriques initiales et modifiées.

Dans le cas de transformateurs planar, la transformation des conducteurs rectangulaire est réalisée de la même manière (Figure 2.6), en introduisant le facteur de porosité  $\eta_2$  (Eq. 2.31) dans l'expression de la conductivité équivalente (Eq. 2.30). Ce facteur de porosité représente le ratio de la largeur d'un conducteur sur celle de la fenêtre de bobinage. A noter que ce facteur est différent du facteur de remplissage  $K_r$ , (ou coefficient de foisonnement), qui est le ratio entre la surface totale occupée par les conducteurs et la surface de la fenêtre de bobinage (Eq. 2.32). Ce facteur est généralement faible pour les composants planar ( $K_r < 0.4$ ) comparé à celui obtenu pour les selfs ou transformateurs bobinés de manière traditionnelle ( $K_r \geq 0.75$ ).

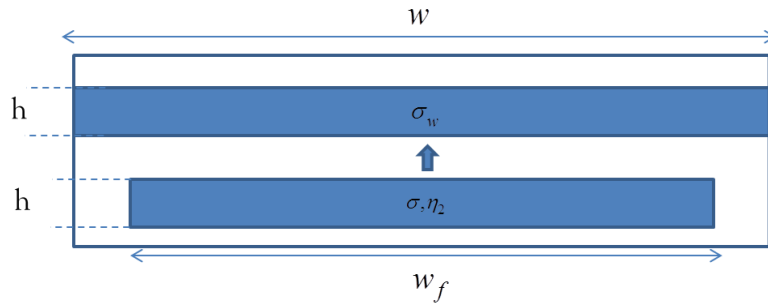


Figure 2.6 : Transformation de conducteurs rectangulaires en plaques de résistance équivalente – cas des composants planar

$$\eta_2 = \frac{w_f}{w} \quad (\text{Eq. 2.31})$$

$$K_r = \frac{S_{cond}}{S_{bob}} \quad (\text{Eq. 2.32})$$

Où  $S_{cond}$  est la surface occupée par les conducteurs dans la fenêtre et  $S_{bob}$  représente la surface de bobinage disponible dans le noyau.

Après avoir effectué cette transformation, Dowell a considéré les hypothèses suivantes pour modéliser de façon analytique les effets de peau et de proximité dans un transformateur :

- Le champ H est tangent aux plaques et unidimensionnel suivant y (Figure 2.7).
- Les plaques sont alimentées en série par un courant uniforme.
- Les plaques équivalentes occupent toute la largeur de la fenêtre de bobinage ( $\eta = 1$ ).
- Le champ H est nul dans le circuit magnétique (i.e. perméabilité  $\mu$  infinie).
- Les plaques équivalentes ont toutes la même épaisseur.
- Il n'y a pas d'effet de bords (champ d'épanouissement).
- Les couplages capacitifs sont négligés.

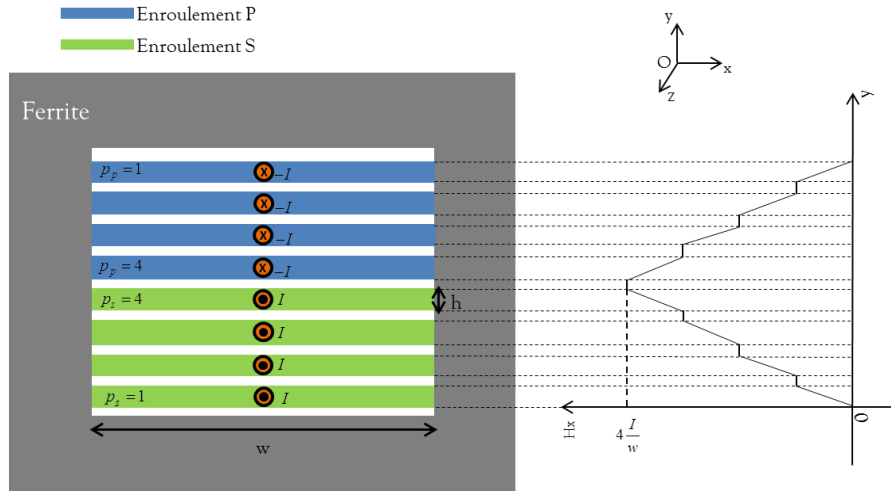


Figure 2.7 : Conducteurs en plaques remplissant la fenêtre de bobinage et alimentés par un courant uniforme

Dès lors, en considérant des plaques  $p-1$  et  $p$  on peut reconsidérer l'équation (Eq. 2.20) et poser les conditions aux limites suivantes :

$$\begin{cases} H_x(y=0) = \frac{p-1}{w} \underline{I} \\ H_x(y=h) = \frac{p}{w} \underline{I} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} H_1 = \frac{\alpha \underline{I}}{w} \frac{(p-1)e^{-\alpha h} - p}{2 \sinh(\alpha h)} \\ H_2 = \frac{\alpha \underline{I}}{w} \frac{(p-1)e^{\alpha h} - p}{2 \sinh(\alpha h)} \end{cases} \quad (\text{Eq. 2.33})$$

La densité de courant  $J$  dans la plaque  $p$  s'écrit donc :

$$\underline{J}_z(y) = \frac{\alpha \underline{I}}{w} \frac{(p-1) \cosh(\alpha(y-h)) - p \cosh(\alpha y)}{\sinh(\alpha h)} \quad (\text{Eq. 2.34})$$

A partir de la densité de pertes cuivre (Eq. 2.23), on exprime le facteur résistif par couche comme suit [67] :

$$F_{r,p} = \frac{R_{AC,p}}{R_{DC,p}} = X \left[ (2p^2 - 2p + 1) \frac{\sinh(2X) + \sin(2X)}{\cosh(2X) - \cos(2X)} + 4p(p-1) \frac{\cos(X) \sinh(X) + \sin(X) \cosh(X)}{\cosh(2X) - \cos(2X)} \right] \quad (\text{Eq. 2.35})$$

En 1966, Dowell a généralisé cette formulation pour obtenir la résistance d'un enroulement à spires planes et constituée de  $m$  couches. Les effets sur la résistance et l'inductance de fuite sont définis respectivement par des facteurs résistif  $F_r$  (Eq. 2.36) et inductif  $F_L$  (Eq. 2.37). Ces facteurs peuvent être considérés comme une résistance et une inductance relatives normalisées, car ils sont définis comme étant le rapport de valeurs dynamiques sur des valeurs statiques.

$$F_r = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = M' + \frac{(m^2 - 1)D'}{3} \quad (\text{Eq. 2.36})$$

$$F_L = \frac{L_{HF}}{L_{BF}} = \frac{3M'' + (m^2 - 1)D''}{m^2 |\xi^2 h^2|} \quad (\text{Eq. 2.37})$$

Avec :

$$M = \xi h \times \coth(\xi h) = M' + jM'' \quad (\text{Eq. 2.38})$$

Et :

$$D = 2\xi h \times \tanh\left(\frac{\xi h}{2}\right) = D' + jD'' \quad (\text{Eq. 2.39})$$

Les paramètres  $\xi$  (Eq. 2.18) et  $h$  (Eq. 2.29) ont été définis précédemment.  $m$  correspond au nombre de couches sur une portion d'enroulement sur laquelle la FMM (ou le champ magnétique) varie de 0 à sa valeur maximale.

Le facteur résistif  $F_r$  est composé de deux termes respectivement associés à l'effet de peau ( $M'$ ) et à l'effet de proximité ( $D'$ ). Les pertes cuivre peuvent alors se décomposer en deux parties :

$$P_j = \frac{1}{\sigma T} \int_S \int_0^T |J(x, y)|^2 dt dS = \frac{1}{T} \frac{1}{\sigma} \int_0^T (\underline{J}_s + \underline{J}_p) (\underline{J}_s^* + \underline{J}_p^*) \quad (\text{Eq. 2.40})$$

$$P_j = P_{js} + P_{jp}$$

Avec  $P_{js}$  les pertes par effet de peau et  $P_{jp}$  les pertes par effet de proximité, on considère une orthogonalité entre les deux effets.

L'expression du facteur résistif dans l'expression de Dowell (Eq. 2.36) peut finalement se réécrire comme suit :

$$F_{rDowell} = X \left[ \frac{\sinh(2X) + \sin(2X)}{\cosh(2X) - \cos(2X)} + \frac{2}{3} (m^2 - 1) \frac{\sinh(X) - \sin(X)}{\cosh(X) + \cos(X)} \right] \quad (\text{Eq. 2.41})$$

Cette expression montre que le facteur résistif ne dépend essentiellement que de l'épaisseur relative  $X$  des conducteurs et du nombre de couches  $m$  (pour l'effet de proximité). De même, on peut déduire que la résistance de la dernière couche est plus élevée. Ceci s'explique par l'augmentation progressive du champ  $H$  qui est maximal sur la dernière couche (Figure 2.7). Pour atténuer cet effet, la solution consiste à entrelacer les couches. Lorsque l'entrelacement est maximum ( $m = 1$ ), on peut dire qu'il n'y a plus d'effet de proximité et que les conducteurs sont seulement soumis à un effet de peau.

#### Analyse et extensions de la méthode de Dowell

A partir de l'expression de Dowell (Eq. 2.41), l'effet de proximité peut être tracé indépendamment de l'effet de peau (Figure 2.9a). Ainsi, l'effet de proximité augmente avec l'épaisseur relative  $X$  et avec le nombre de couches  $m$ . Ce dernier est lié à l'agencement des conducteurs dans la fenêtre de bobinage, en reprenant l'exemple de la Figure 1.30, on a 3 cas d'entrelacement (Figure 2.8).

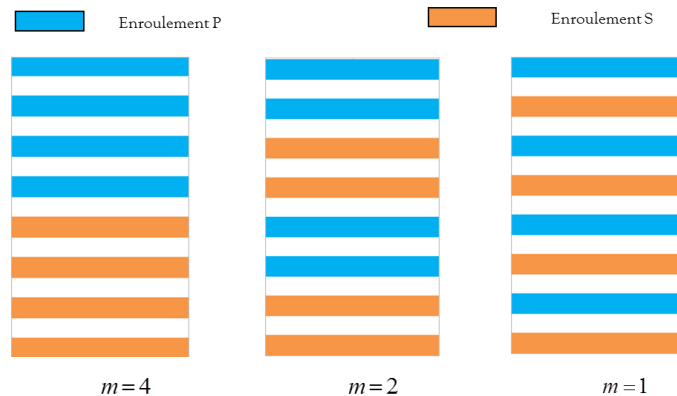


Figure 2.8 : Exemples de différents entrelacements

Lorsque  $m$  augmente, l'effet de proximité devient prépondérant sur l'effet de peau et, en conséquence, la résistance de l'enroulement augmente fortement.



L'observation faite pour l'effet de peau (Figure 2.4) reste valable pour le facteur résistif : Pour une fréquence donnée, une épaisseur de cuivre faible devant l'épaisseur de peau permet de réduire les pertes par courants induits. Toutefois, cela a aussi pour conséquence de réduire la section des conducteurs et donc, d'augmenter la résistance DC.

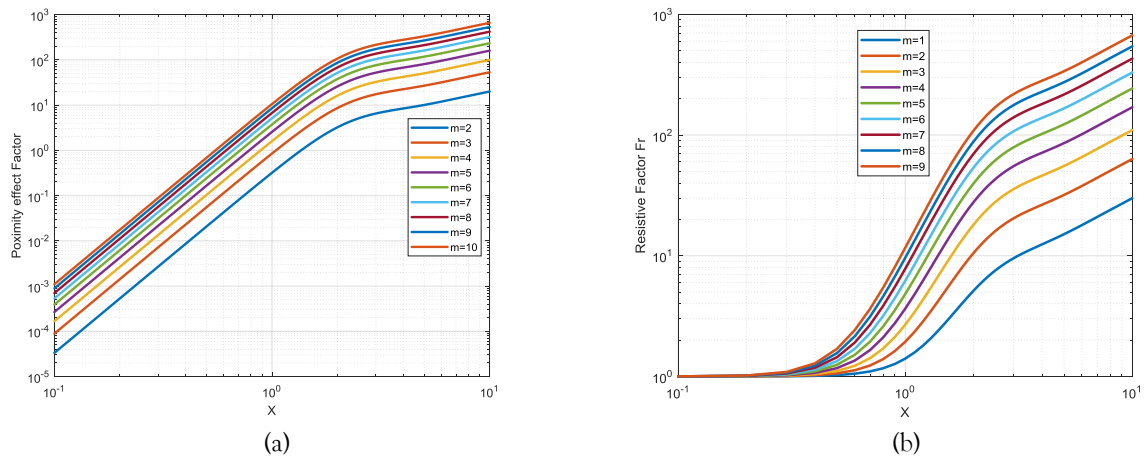


Figure 2.9 : Evolution des effets HF en fonction de l'épaisseur relative  $X$  et du nombre de couches  $m$  : (a) effet de proximité et (b) facteur résistif

Lors d'un dimensionnement, si l'on souhaite minimiser les pertes cuivre, la première idée est souvent d'augmenter la section des conducteurs pour réduire la résistance DC. Seulement, cette démarche basique n'est pas valable pour les transformateurs HF en raison des courants induits dans les conducteurs créés par l'effet de proximité.

A partir de l'Eq. 2.41), Hurley *et al.* [68] a effectué un développement limité pour déterminer une épaisseur optimale de conducteurs méplats multicouches. Cette méthode est relativement simple à appliquer mais elle nécessite de connaître les formes d'ondes du courant et de sa dérivée.

En partant de l'expression de Dowell (Eq. 2.41), le facteur résistif  $F_r$  peut être représenté en 3-D (Figure 2.10), en fonction du nombre de couches sur une portion d'enroulement  $m$  (entrelacement) et de l'épaisseur relative  $X$  des conducteurs. Sur ce tracé, une « zone optimale » peut être déduite (Figure 2.10). Nous pouvons ainsi constater que peu importe l'entrelacement  $m$ , le facteur  $F_r$  reste faible pour une épaisseur relative  $X \leq 1$ . Ce résultat est conforme aux résultats présentés par Hurley *et al.* dans [68]. Cela signifie donc que l'épaisseur du conducteur doit avoir une épaisseur maximale égale à l'épaisseur de peau  $\delta$ . Par ailleurs, cette courbe montre aussi qu'il est possible de minimiser  $F_r$  tout en ayant une épaisseur relative  $X$  importante à condition d'avoir un nombre  $m \leq 5$ . Ainsi, avec ce type de représentation, on peut aisément déterminer l'épaisseur optimale de conducteurs méplats d'un enroulement.

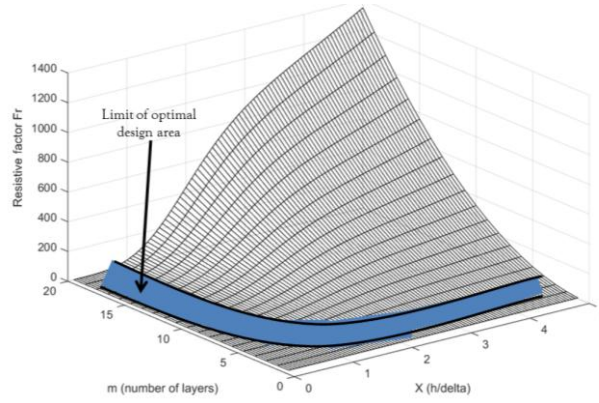


Figure 2.10 : Facteur résistif en fonction du nombre de couches  $m$  et de l'épaisseur relative  $X$

Les expressions que Dowell [66] a établies ont largement été utilisées pour avoir une première estimation analytique des pertes cuivre lors du dimensionnement d'enroulements multicouches [69] [70] [71]. De nombreux auteurs ont été inspirés par ses travaux et ont proposé leur propre approche et améliorations de la méthode de Dowell. Parmi ces auteurs, on peut notamment citer Perry [70], Carsten [72], Vandelac & Ziogas [73] ou encore Ferreira [69]. Robert présente dans sa thèse [45] une synthèse chronologique de ces différents apports.

Concernant la méthode proposée par Ferreira [69], ce dernier a considéré l'orthogonalité qui existe entre les effets de peau et de proximité pour découpler mathématiquement les deux phénomènes. De cette façon, il a reconsidéré l'expression du facteur résistif par couche (Eq. 2.35) en utilisant des substitutions de fonctions hyperboliques [69]. Ce facteur résistif peut se mettre sous la forme :

$$F_{r,m \text{ Ferreira}} = \frac{X}{2} \left[ \frac{\sinh(X) + \sin(X)}{\cosh(X) - \cos(X)} + (2m-1)^2 \frac{\sinh(X) + \sin(X)}{\cosh(X) + \cos(X)} \right] \quad (\text{Eq. 2.42})$$

Cette formulation reste, avec celle de Dowell, la plus utilisée par les concepteurs de composants magnétiques HF. Nous allons maintenant essayer de comparer les deux approches.

#### Comparaison des formulations de Dowell et Ferreira

Afin de comparer les formulations de Dowell (Eq. 2.41) et celle de Ferreira (Eq. 2.42), nous allons traiter l'exemple d'enroulements multicouches possédant différents facteurs de porosité (Figure 2.11). Dans les cas considérés, les enroulements primaire et secondaire sont entrelacés deux à deux (PPSSPPSS). Le nombre de couches, au sens de Dowell est donc de  $m=2$ . Pour le premier cas, le facteur de porosité est de 0.58 (Figure 2.11a) tandis que pour le second, il est de 0.83 (Figure 2.11b). Tous les conducteurs primaires et secondaires sont connectés en série. Ils sont donc parcourus par un même courant. Les résultats obtenus par les deux approches analytiques seront comparées à des résultats de simulations FEA 2-D. L'outil utilisé pour la FEA est FEMM [46].

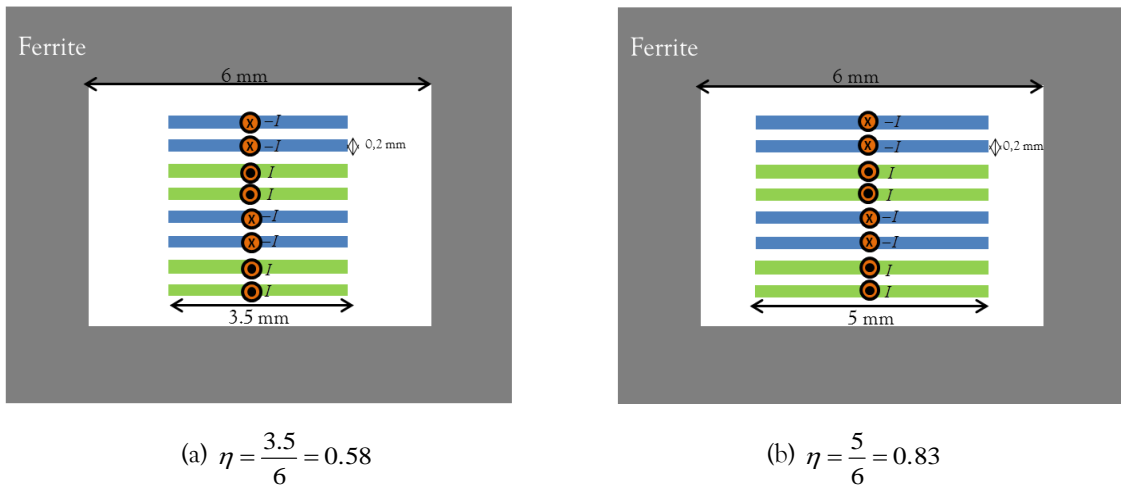


Figure 2.11 : Fenêtres de bobinage avec différents facteurs de porosité

La Figure 2.12a présente le facteur résistif obtenu de 100Hz à 1Mz par la méthode de Dowell, celle de Ferreira et la simulation FEA pour un facteur de porosité de  $\eta = 0.58$ . La Figure 2.12b présente l'erreur obtenue par rapport aux simulations FEA 2-D. Dans cet exemple, la valeur de  $F_r$  est surestimée en HF par les deux modèles analytiques par rapport à la simulation 2-D. L'erreur d'estimation est ici plus importante pour le modèle de Dowell comparée à la formulation de Ferreira. Les écarts avec le résultat FEA 2-D augmentent avec la fréquence car l'hypothèse 1-D sur le champ magnétique n'est plus valable en HF lorsque les conducteurs ne remplissent pas la largeur de la fenêtre de bobinage.

Le même type de comparaison est ensuite réalisé sur le cas où le facteur de porosité est de  $\eta = 0.83$ . La Figure 2.13 présente le facteur résistif et l'erreur obtenus pour ce cas de figure. Lorsqu'on augmente la porosité, les modèles analytiques surestiment toujours le facteur  $F_r$  en HF mais cette fois l'erreur est moindre. La formulation de Ferreira reste la plus précise.

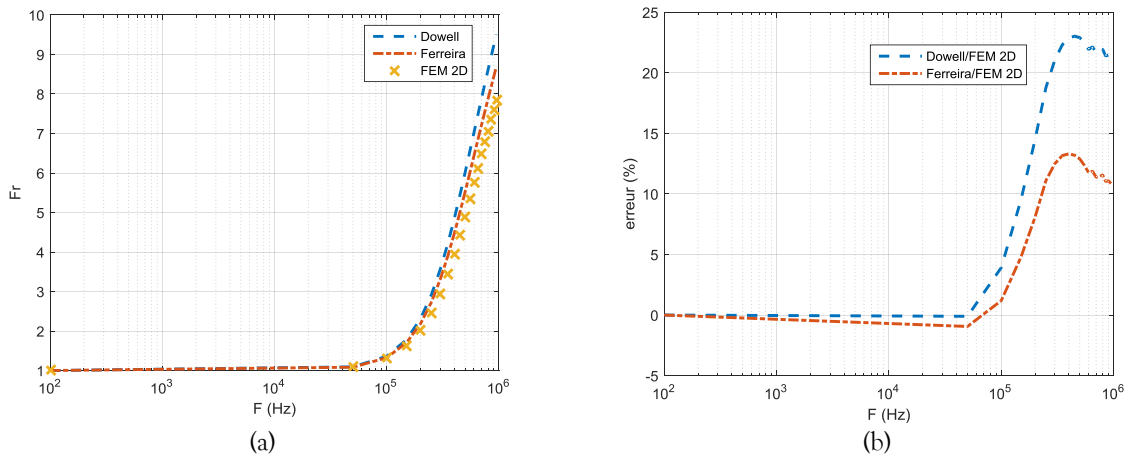


Figure 2.12 : Comparaison entre modèles analytiques et simulation 2D pour  $\eta = 0.58$  : (a) Facteur résistif et (b) erreur par rapport à la simulation FEA

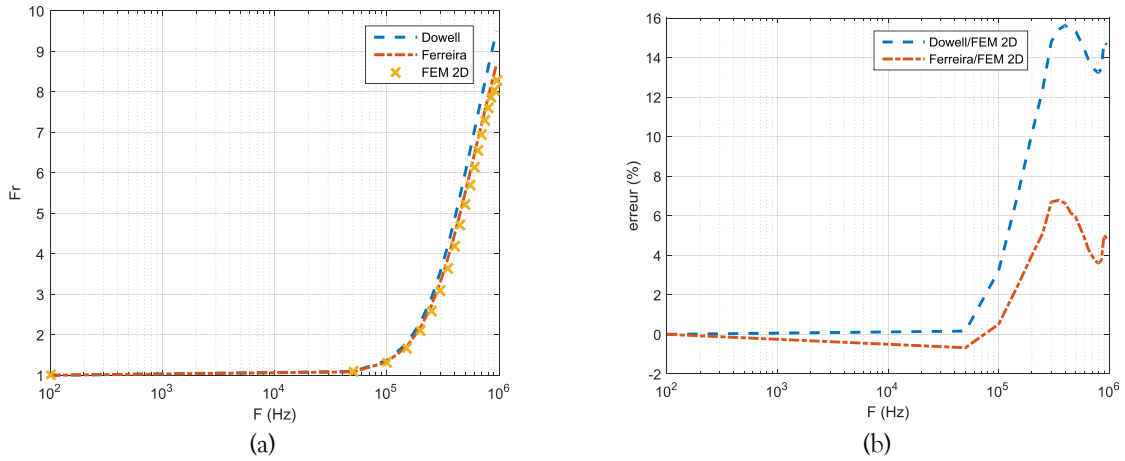


Figure 2.13 : Comparaison entre modèles analytiques et simulation 2D pour  $\eta = 0.83$  : (a) Facteur résistif et (b) erreur par rapport à la simulation FEA

En comparant les résultats obtenus pour les deux facteurs de porosité, on constate d'une part que le modèle de Dowell est plus efficace pour des porosités élevées, et d'autre part que la formulation de Ferreira reste plus précise dans les deux cas. Dans la littérature [52], la limite de l'efficacité du modèle de Dowell est fixée à  $\eta \geq 0.7$ . C'est pourquoi dans le cas des composants planar, certains auteurs [17] préfèrent utiliser cette formulation de Ferreira (Eq. 2.42) même si elle n'intègre pas cette porosité dans le facteur résistif. D'autres formulations modifiées [69] [74] des expressions de Ferreira et de Dowell intègrent cette porosité en multipliant le terme de l'effet de proximité par le carré de la porosité  $\eta^2$  et en prenant :

$$X(\eta) = h / \delta(\eta) = h \sqrt{\pi F \mu \eta \sigma} \quad (\text{Eq. 2.43})$$

Cependant, cette prise en compte de la porosité ne garantit pas forcément une meilleure précision de l'estimation des pertes cuivre selon les auteurs de [74].

### Synthèse

Dans cette partie, nous avons présenté les principales méthodes analytiques utilisées dans la littérature pour modéliser l'effet des courants induits sur la résistance d'un enroulement (via le facteur résistif  $Fr$ ). Dans un exemple simple de transformateur avec des enroulements à un conducteur par couche, alimentés en série, nous avons comparé les formulations classiques de Dowell et de Ferreira. Cette dernière s'est montrée plus précise dans ce cas de figure. Néanmoins, l'efficacité de cette formulation reste toujours limitée par les hypothèses formulées sur le champ magnétique notamment lorsque le facteur de porosité est faible. Dans la suite, nous utiliserons la méthode de Dowell modifiée lorsque le facteur de porosité sera supérieur à 0.7, sinon, c'est la formulation de Ferreira modifiée qui sera utilisée.

Comme nous l'avons vu, différents travaux [66] [70] [71] [52] [74] [53] ont contribué à enrichir les méthodes analytiques que l'on peut utiliser pour modéliser les pertes cuivre par courants induits. Néanmoins, bien que rapides, ces modèles restent limités par leur précision dues aux hypothèses formulées et notamment à celle du champ 1-D. Certains auteurs [74] [75] ont travaillé sur des modèles dont les résultats sont plus proches de ceux de modèles numériques 2D mais leur approche nécessite de connaître des paramètres supplémentaires tels que des coefficients d'affinage ou des données issues de simulations FEA 2-D.

De façon générale pour avoir une estimation des pertes plus précise, une alternative consiste à utiliser des modèles semi-analytiques [76] [77] ou numériques. Ils améliorent la précision de l'estimation des pertes cuivre mais cela au détriment du temps de calcul.

Dans notre cas, lors des phases de dimensionnement, pour estimer les pertes cuivre, nous privilégierons les formulations de Dowell ou de Ferreira modifiées, incluant le carré du facteur de porosité. En parallèle, nous utiliserons aussi des modèles numériques FEA 3-D pour estimer ces pertes cuivre.

Après ce focus sur les pertes cuivre dans les enroulements de transformateurs, nous allons maintenant nous intéresser aux pertes localisées dans le noyau magnétique.

## II.2. Modélisation des pertes dans le matériau magnétique

Les pertes dans les matériaux magnétiques dépendent, généralement, de nombreux paramètres. Le calcul de ces pertes, dans un contexte d'électronique de puissance, reste une tâche complexe, même si différentes modélisations, toutes basées sur l'expression générale de Steinmetz [78], ont vu le jour dans la littérature. Après une introduction sur les différents types de pertes magnétiques, nous présenterons brièvement ces différents modèles avant de les comparer sur un exemple de la littérature.

### II.2.a. Introduction aux pertes magnétiques

Nous avons vu, dans le Chapitre 1, que les noyaux magnétiques se caractérisaient, entre autre, par leur cycle d'hystérésis (courbe B(H)). Toutefois, les propriétés intrinsèques du matériau magnétique sont aussi à l'origine de pertes dans celui-ci. De façon empirique, on liste souvent trois types de pertes magnétiques comme le montre la Figure 2.14 :

- Les pertes par hystérésis  $P_{hys}$  sont proportionnelles au carré de l'induction crête  $\hat{B}^2$  et se déterminent par les méthodes standards de Jiles-Atherton [79] et de Preisach [80] qui ne dépendent pas de la fréquence.
- Les pertes par courants de Foucault  $P_{cf}$  sont proportionnelles à la fréquence  $f^\nu$  avec  $0 < \nu < 1$ .
- Les pertes dites excédentaires  $P_{exc}$  sont, quant à elles, dues au mouvement des parois de domaines dans le matériau magnétique. Ces pertes sont proportionnelles à  $(\hat{B}f)^\gamma$  avec  $1.5 < \gamma < 2$  pour des matériaux magnétiques durs. Les pertes  $P_{exc}$  sont, généralement, majoritaires dans les noyaux en ferrite [81].

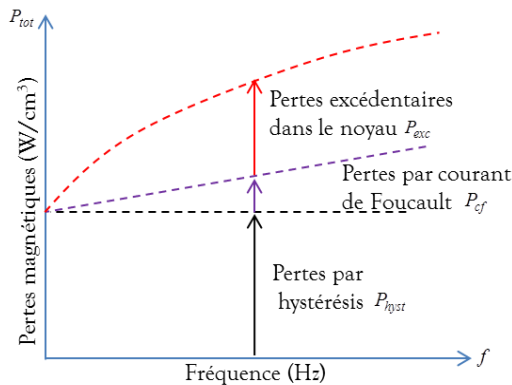


Figure 2.14 : Différents types de pertes magnétiques

Nous retrouvons ces différentes pertes dans la plupart des matériaux magnétiques. Cependant, comme nous l'avons vu dans le Chapitre 1, nous ne nous intéresserons, dans ce manuscrit, qu'aux matériaux magnétiques doux en ferrite. La résistivité électrique des ferrites étant élevée, leurs pertes par courant de Foucault  $P_{cf}$  sont négligeables. On ne prendra donc en compte que les pertes par hystérésis  $P_{hys}$  et les pertes excédentaires  $P_{exc}$  dans les différents calculs.

### II.2.b. Modélisation des pertes dans le noyau magnétique

La relation de proportionnalité entre  $P_{exc}$  et  $(\hat{B}f)^\gamma$  n'est adaptée que pour des matériaux ferromagnétiques durs, et ne correspond pas aux études empiriques menées pour les ferrites [82]. Différents modèles ont ainsi été proposés et sont présentés ci-après.

#### Equation de Steinmetz (SE)

Steinmetz [78] a dissocié le coefficient  $\gamma$  en deux coefficients distincts  $\alpha$  et  $\beta$ , respectivement associés à la fréquence  $f$  et à l'induction crête  $\hat{B}$ , et a formulé une première expression de pertes magnétiques totales (Eq. 2.44) permettant de prendre en compte les trois différents types de pertes évoquées.

$$P_{fe} = k \times f^\alpha \times \hat{B}^\beta \quad (\text{Eq. 2.44})$$

En première approximation, l'équation de Steinmetz (Eq. 2.44) est une méthode simple à appliquer. Les pertes déterminées sont des pertes volumiques (par unité de volume). L'expression formulée par Steinmetz est empirique et a été définie, à l'origine, pour des matériaux ferromagnétiques en tôles d'aciers.

Ce modèle n'est valable que pour signaux sinusoïdaux, or, la plupart des formes d'ondes générées par les alimentations à découpage en EP ne sont pas sinusoïdales. Les pertes magnétiques étant issus de phénomènes non linéaires, l'analyse par série de Fourier n'est pas applicable. Les coefficients  $k$ ,  $\alpha$  et  $\beta$  sont donnés par les fabricants pour une excitation sinusoïdale et sur une plage fréquentielle définie. L'autre limite de ce modèle est qu'il ne tient pas compte des effets d'une éventuelle composante continue.

Au vu des différentes limitations de cette méthode SE, plusieurs autres modèles ont été développés dans la littérature.

#### Equation de Steinmetz modifié (MSE)

La méthode MSE présente l'avantage de prendre en compte les cycles mineurs présents dans un cycle d'hystérésis. Ces cycles mineurs interviennent notamment dans le cas d'inductions magnétiques d'allures non conventionnelles (Figure 2.15). Ces boucles créent des pertes magnétiques supplémentaires.

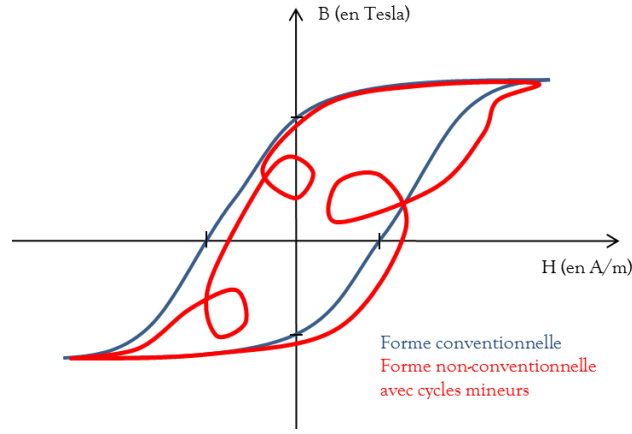


Figure 2.15 : Exemple de cycles d'hystérésis avec cycles mineurs

La méthode MSE tient compte de ces cycles mineurs en déterminant une fréquence équivalente dépendant de l'ondulation moyenne de l'induction  $dB/dt$  :

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_0^T \left( \frac{dB(t)}{dt} \right)^2 dt \quad (\text{Eq. 2.45})$$

Les pertes volumiques s'expriment alors avec cette fréquence équivalente :

$$P_{fe} = k \times f_{eq}^{\alpha-1} \times \hat{B}^\beta \times f \quad (\text{Eq. 2.46})$$

Une expression similaire MSE-T (Eq. 2.47), prenant en compte de la température du noyau (en °C), a été proposée par Albach et al. [83]. Cette prise en compte de la température a été initialement introduite par Mulder [82] sur la formulation originale de Steinmetz (Eq. 2.48).

$$P_{fe} = k \times f_{eq}^{\alpha-1} \times \hat{B}^\beta \times f \times (c_{i0} - c_{i1} \times T + c_{i2} \times T^2) \quad (\text{Eq. 2.47})$$

$$P_{fe} = k \times f^\alpha \times \hat{B}^\beta \times (c_{i0} - c_{i1} \times T + c_{i2} \times T^2) \quad (\text{Eq. 2.48})$$

Bien qu'elle ait l'avantage de prendre en compte la température de fonctionnement du noyau, la méthode MSE-T (Eq. 2.47) reste néanmoins limitée en précision à cause des hypothèses formulées par Albach et al. [83] sur l'ondulation moyenne permettant d'obtenir la fréquence équivalente  $f_{eq}$ . De plus, les coefficients supplémentaires ( $c_{i0}$ ,  $c_{i1}$  et  $c_{i2}$ ) doivent être fournis par les fabricants sur les pages fréquentielles considérées, ce qui n'est généralement pas le cas.

#### Equation de Steinmetz généralisée (GSE)

Explicitée par Li et al. dans [81], cette méthode nécessite de connaître la forme d'onde de  $B(t)$  ainsi que sa variation  $dB/dt$ . Les pertes instantanées sont données par (Eq. 2.49) à partir de ces deux grandeurs et d'un coefficient  $k_1$  (Eq. 2.50) caractérisé par trois coefficients ( $k$ ,  $\alpha$  et  $\beta$ ). Ces derniers présentent l'avantage d'être les mêmes coefficients que ceux utilisés dans la formulation SE. Les pertes magnétiques totales se calculent alors en intégrant la valeur instantanée sur une période (2.52).

$$p(t) = k_1 \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} \quad (\text{Eq. 2.49})$$

$$k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha |\sin(\theta)|^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (\text{Eq. 2.50})$$

$$P = k_1 \frac{1}{T} \int_0^T \left( \left| \frac{dB(t)}{dt} \right| |B(t)|^{\beta-\alpha} \right) dt \quad (\text{Eq. 2.51})$$

Cette méthode est intéressante par rapport à la méthode MSE, mais reste encore limitée car elle nécessite d'adapter les paramètres de Steinmetz pour des formes d'ondes non sinusoïdales, ces paramètres variant avec les différentes fréquences du contenu harmonique.

#### Amélioration de l'équation de Steinmetz généralisée (iGSE)

Développée par Venkatachalam et al. [84], cette méthode est une amélioration de la méthode GSE d'où son nom iGSE (improved GSE). En effet, cette méthode ne requiert pas la connaissance de la forme d'onde de l'induction, de plus, elle ne nécessite pas un réglage des paramètres pour des formes d'ondes non sinusoïdales car elle sépare les cycles mineurs de l'induction principale. Les pertes (2.53) sont calculées à partir de la valeur crête-à-crête de l'induction ( $\Delta B$ ), de la dérivée de l'induction ( $dB/dt$ ) et d'un paramètre  $k_i$  (2.54), lui-même paramétré par les coefficients  $k$ ,  $\alpha$  et  $\beta$  de Steinmetz.

$$P_{fe} = k_i |\Delta B|^{\beta-\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha dt \quad (\text{Eq. 2.52})$$

$$k_i = \frac{k}{2^{\beta-\alpha} (2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos(\theta)|^\alpha d\theta} \approx \frac{k}{2^{\beta+1} \pi^{\alpha-1} (0.2761 + \frac{1.7061}{\alpha + 1.354})} \quad (\text{Eq. 2.53})$$

Les auteurs [84], qui ont développé cette méthode, se sont basés sur les paramètres de Steinmetz pour des formes sinusoïdales et l'ont généralisé pour des formes non sinusoïdales. Ils l'ont validé sur un cas expérimental [81], ne pouvant la vérifier pour une infinité de formes d'ondes. Ils ont alors supposé qu'elle serait efficace pour toute induction non sinusoïdale. De plus, les auteurs précisent que cette méthode permet de prédire la surface du cycle d'hystérésis et non sa forme. Elle ne permet donc pas de prendre en compte le comportement dynamique de l'hystérésis.

Cette méthode iGSE est actuellement une des plus précises et la plus utilisée pour le calcul des pertes fer dans les composants des convertisseurs d'électronique de puissance, comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

Depuis la publication, en 2002, de cette méthode, d'autres auteurs ont travaillé sur cette problématique de détermination des pertes fer. Parmi ces travaux, on peut citer :

- La méthode i<sup>2</sup>GSE [85], publiée en 2012, qui est une amélioration de la méthode iGSE, en prenant en compte l'impact des variations de tension.
- La méthode WcSE pour Waveforme coefficient SE [86], publiée en 2009, qui est plus simple que la méthode iGSE mais finalement moins précise [87].

#### Comparaison des modèles d'estimation des pertes dans le matériau magnétique

Les méthodes présentées précédemment sont adaptées pour des inductions magnétiques qui ont une forme d'onde temporelle sinusoïdale, et donc des formes d'ondes régulières monotones. Cependant, la présence d'harmoniques peut favoriser l'apparition de cycles mineurs. Les méthodes MSE GSE et IGSE prennent plus ou moins bien en compte ces cycles mineurs. Pour ces méthodes, considérons l'exemple présenté dans [81] [84] qui considère une induction magnétique  $B$  qui contient un harmonique de rang 3 et dont l'amplitude par rapport au fondamental est notée  $c$  :

$$B(t) = A \times [(1-c) \times \sin(2\pi ft) + c \times \sin(3 \times 2\pi ft)] \quad (\text{Eq. 2.54})$$

Pour une fréquence  $f = 20\text{kHz}$ , une amplitude  $A = 200\text{mT}$  et une fraction harmonique  $c = 0.4$ , la forme d'onde (2.55) est tracée sur la Figure 2.16. Deux cycles mineurs y sont identifiés.



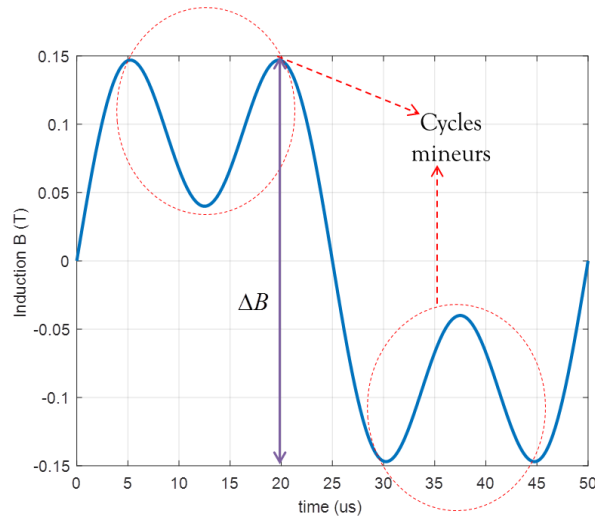


Figure 2.16 : Exemple d'induction magnétique avec des cycles mineurs

Connaissant cette induction, les différentes méthodes SE, MSE, GSE et iGSE peuvent être appliquées et comparées à des données expérimentales relevées pour cet exemple [81]. Pour cela, les pertes magnétiques sont tracées sur la Figure 2.17 pour un tore en ferrite Mn-Zn 3C85 du fabricant Philips [88]. Le noyau magnétique a un volume de  $17.3\text{cm}^3$ . Les coefficients de Steinmetz pour ce type de matériau sont :  $k=1.5$ ,  $\alpha=1.5$ ,  $\beta=2.6$  pour une plage de fréquence de 100 à 200kHz et une induction maximale entre 200 et 250mT. Le noyau magnétique est un tore en ferrite Mn-Zn 3C85 du fabricant Philips et a un volume de  $17.3\text{cm}^3$ . Sur la Figure 2.17, les pertes fer obtenues par les quatre différentes méthodes sont représentées en fonction du paramètre  $c$ , amplitude de l'harmonique 3 qui varie entre 0 et 1 par rapport au fondamental (2.55).

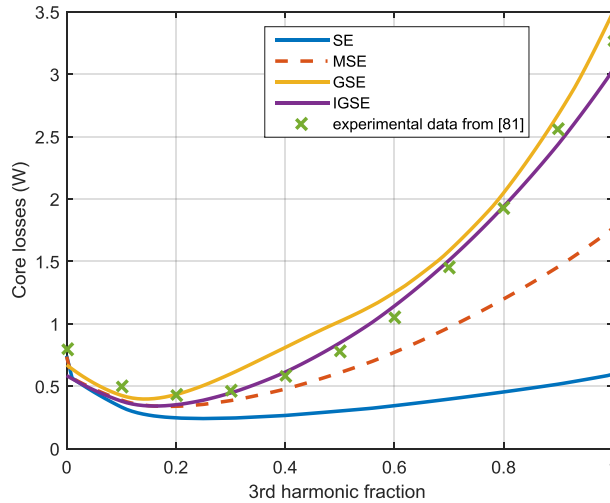


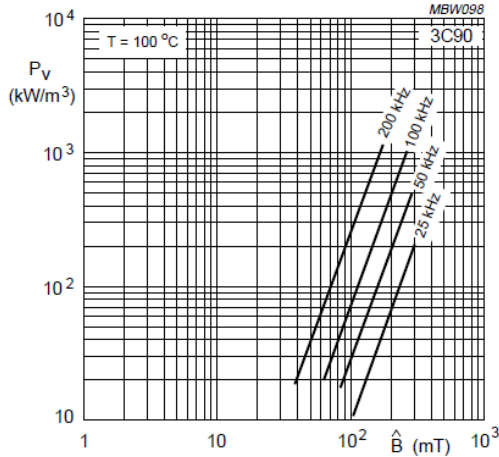
Figure 2.17 : Comparaison de modèles de pertes avec un relevé expérimental, en fonction de l'amplitude de l'harmonique de rang 3

Ainsi, en comparant ces différents modèles, la méthode GSE a une réponse correcte mais la méthode iGSE est la plus précise pour une induction avec différentes amplitudes harmoniques. Cette méthode prend en compte plus facilement les cycles mineurs engendrés par les harmoniques et rend donc cette méthode adaptée pour une grande variété de formes d'ondes d'induction magnétique. Toutefois, étant donné que les pertes magnétiques sont sensibles à la température du noyau, c'est donc la méthode MSE-T (Eq. 2.48) que nous privilégierons par la suite dans nos dimensionnements.

II.2.c. Données constructeurs pour estimer les pertes magnétiques

En dehors des modèles présentés précédemment, la plupart des fabricants de noyaux magnétiques fournissent des données pour estimer les pertes magnétiques dans leurs noyaux. Ces données sont fournies pour des valeurs de fréquence, d'induction crête et de température :

- Sous la forme d'abaques pour les matériaux (Figure 2.18a). Les pertes volumiques sont alors exprimées en  $\text{kW/m}^3$ .
- Sous la forme de tableaux pour des formes de noyaux disponibles dans différents matériaux (Figure 2.18b). Les pertes sont alors exprimées en  $W$ .



(a)

Ferroxcube

Planar E cores and accessories

E64/10/50

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at H = 250 A/m; f = 10 kHz; T = 100 °C	CORE LOSS (W) at			
		f = 100 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B = 200 mT; T = 25 °C	f = 100 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C
E+E64-3C90	≥320	≤4.8	–	–	–
E+PLT64-3C90	≥320	≤4.2	–	–	–
E+E64-3C92	≥370	≤3.6	–	≤25	–
E+PLT64-3C92	≥370	≤3.2	–	≤23	–
E+E64-3C93	≥320	≤3.6 <sup>(1)</sup>	–	≤25 <sup>(1)</sup>	–
E+PLT64-3C93	≥320	≤3.2 <sup>(1)</sup>	–	≤23 <sup>(1)</sup>	–
E+E64-3C94	≥320	≤3.6	–	≤25	–
E+PLT64-3C94	≥320	≤3.2	–	≤23	–
E+E64-3C95	≥320	–	≤25.6	≤24.4	–
E+PLT64-3C95	≥320	–	≤22.4	≤21.3	–
E+E64-3F3	≥300	≤4.8	–	–	≤7.8
E+PLT64-3F3	≥300	≤4.2	–	–	≤6.8
E+E64-3F4	≥250	–	–	–	–
E+PLT64-3F4	≥250	–	–	–	–

1. Measured at 140 °C.

Properties of core sets under power conditions (continued)

GRADE	B (mT) at H = 250 A/m; f = 10 kHz; T = 100 °C	CORE LOSS (W) at			
		f = 500 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C	f = 500 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C	f = 1 MHz; B = 30 mT; T = 100 °C	f = 3 MHz; B = 10 mT; T = 100 °C
E+E64-3F4	≥250	–	–	≤12	≤20
E+PLT64-3F4	≥250	–	–	≤10.5	≤17

(b)

Figure 2.18 : Exemples de données constructeurs [21] pour les pertes fer : (a) Pertes volumiques pour un matériau 3C90 et (b) pertes dans un noyau de type planar E

Par ailleurs, certains fabricants fournissent directement une méthode d'estimation des pertes volumiques dans leurs noyaux magnétiques comme, par exemple, l'expression (Eq. 2.55) valable pour les tores fournis par Micrometals [89].

$$P_f = \frac{f}{\frac{a_1}{\hat{B}^3} + \frac{a_2}{\hat{B}^{2.3}} + \frac{a_3}{\hat{B}^{1.65}}} + a_4 \times f^2 \times \hat{B}^2 \quad (\text{Eq. 2.55})$$

Où  $a_1, a_2, a_3$  et  $a_4$  sont des coefficients réels et positifs, donnés par le fabricant.

La validité de ces données reste limitée car, d'une part, elles sont définies pour des signaux sinusoïdaux et, d'autre part, elles dépendent des conditions de fonctionnement et notamment de la température.

Néanmoins, qu'il s'agisse de modèles analytiques ou de données constructeurs, il est nécessaire de connaître la valeur de l'induction crête  $\hat{B}$  à une fréquence donnée  $f$  pour déterminer les pertes magnétiques. Une démarche analytique permettant l'estimation de cette induction  $\hat{B}$  est décrite en Annexe I.

Dans le cas d'application présenté à la fin de ce chapitre, nous comparerons la valeur des pertes magnétiques obtenues expérimentalement avec celles fournies par le fabricant du noyau utilisé.

### II.3. Autres types de pertes dans les transformateurs planar

Les pertes cuivre et les pertes dans le noyau magnétique sont les principales pertes identifiables dans un composant magnétique de puissance. Toutefois, suivant la technologie utilisée et notamment la technologie planar, il existe d'autres types de pertes que l'on peut qualifier de pertes additionnelles ou supplémentaires dans le composant magnétique. Elles peuvent avoir différentes origines. Trois phénomènes de pertes supplémentaires sont présentés ci-dessous.

#### II.3.a. Pertes dans le diélectrique

Les composants magnétiques contiennent un matériau isolant appelé diélectrique. Ce diélectrique permet d'isoler les différents conducteurs entre eux. Pour les composants planar, ce diélectrique peut être un film d'isolant souple type Kapton, ce dernier recouvrant les conducteurs, ou un polyimide rigide (ou polyamide) comme l'époxy FR-4 dans le cas de la technologie d'enroulements sur PCB. Le diélectrique se caractérise par une tension de claquage ou rigidité diélectrique. En théorie, le courant dans le diélectrique est nul mais, en réalité, il peut exister un faible courant de fuite qui augmente avec la fréquence. Le diélectrique peut alors être modélisé comme représenté sur la Figure 2.19.

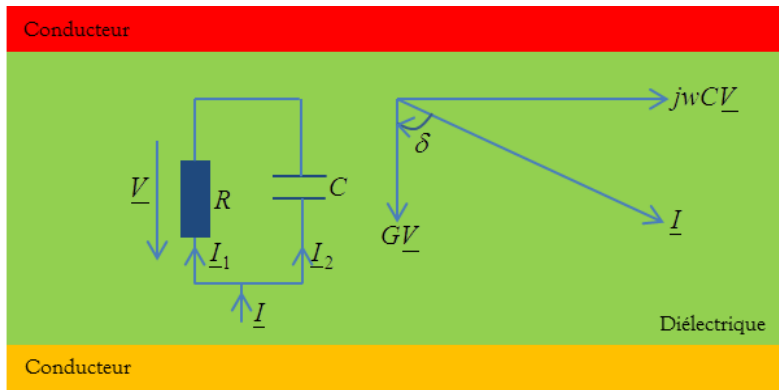


Figure 2.19 : Modèle simplifié du courant de fuite dans un diélectrique

Le courant de fuite  $I$  peut se décomposer en deux courants comme suit :

$$I = I_1 + I_2 = \frac{V}{R} + C \frac{dV}{dt} \quad (\text{Eq. 2.56})$$

$$\underline{I} = G \cdot \underline{V} + j\omega \underline{C} \underline{V}$$

Avec  $C = \epsilon \frac{S}{d}$  et  $G = \sigma \frac{S}{d}$ , où  $S$  est la surface des plaques conductrices et  $d$  est son épaisseur.  $\sigma$  et  $\epsilon$  sont respectivement la conductivité et la permittivité du diélectrique.

Ainsi, l'équation (Eq. 2.57) peut se mettre sous la forme :

$$\underline{I} = (\sigma + j\omega\epsilon) \frac{V \cdot S}{d} \quad (\text{Eq. 2.57})$$

La tangente de pertes diélectriques  $\tan \delta$  est définie par (Eq. 2.58). A titre d'exemple, pour l'époxy FR-4,  $\tan \delta = 0.035$ .

$$\tan \delta = \sigma / \omega\epsilon \quad (\text{Eq. 2.58})$$

Les pertes dans le diélectrique sont ensuite obtenues, en fonction de ce terme  $\tan \delta$  par la relation (Eq. 2.59) [90]. Ces pertes diélectriques augmentent donc avec la fréquence, le carré de la tension et la tangente de pertes.

$$P_{die} = \pi f C V^2 \tan \delta \quad (\text{Eq. 2.59})$$

### II.3.b. Pertes dans les vias et la connectique

Dans le cas de conducteurs méplats en PCB, il est souvent nécessaire de réaliser des vias entre les couches pour connecter des spires en série ou en parallèle. Ces vias doivent également être considérés dans l’inventaire des pertes supplémentaires.

Les vias sont des ponts électriques réalisés par trous métallisés dans le diélectrique. En plus de la connexion des différentes couches, les vias servent également de drains thermiques permettant d’évacuer une partie des pertes. Cependant, en HF, ces vias sont le siège de courants induits qui favorisent l’augmentation de la résistance des enroulements [37], engendrant ainsi des pertes cuivre supplémentaires.

Hormis les vias, la connectique des enroulements d’un transformateur à son environnement peut aussi avoir un impact non négligeable sur les pertes, surtout lorsque plusieurs centaines d’ampères y circulent.

Il n’existe pas de modèles, à proprement parlé, pour évaluer les pertes HF supplémentaires dues à ces vias et cet aspect connectique. Le recours à des simulations éléments-finis 3D ou d’autres formulations dédiées type PEEC [91] peuvent s’avérer indispensable pour modéliser les phénomènes et obtenir une image des pertes supplémentaires.

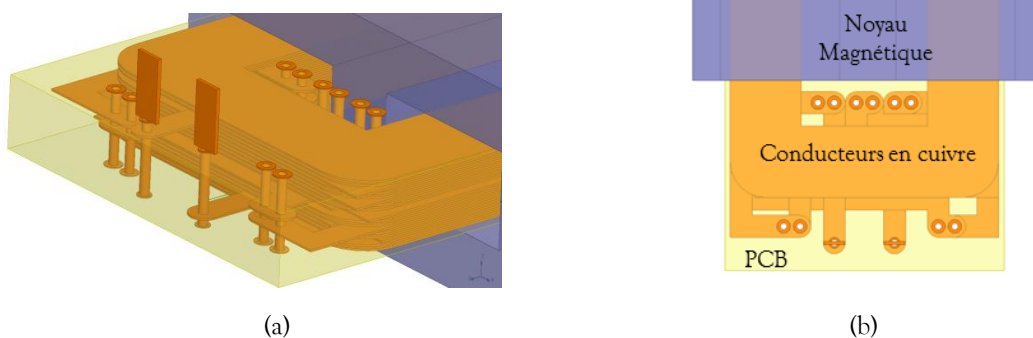


Figure 2.20 : Exemple de vias dans un PCB multicouche (a) vue en coupe (b) vue du dessus

## II.4. Synthèse sur les différents types de pertes et leurs modèles associés

Les différentes pertes supplémentaires sont bien connues mais souvent peu ou pas prises en compte dans le bilan de puissance d’un composant ou d’un convertisseur. En effet, dans les structures d’EP, les pertes supplémentaires sont généralement négligeables devant les autres types de pertes (pertes cuivre, pertes fer, pertes par commutation et par conduction des interrupteurs de puissance, pertes dans le filtre CEM...). Pour nos applications « transformateurs planar », nous ne considérerons donc pas, non plus, ces pertes dans notre modélisation.

Par la suite, nous ne prendrons donc en compte que les pertes cuivre et les pertes dans le noyau magnétique. Les pertes cuivre seront calculées avec les modèles de Dowell ou de Ferreira modifiés (suivant la valeur du facteur de porosité), les pertes magnétiques, de préférence, à partir de la méthode iGSE qui est adaptée pour différentes formes d’inductions magnétiques. Elles seront comparées à des données-constructeurs pour vérifier l’adéquation des valeurs obtenues.

Connaissant les pertes totales du transformateur, l'échauffement du composant magnétique peut alors être estimé à l'aide de modèles thermiques que nous allons maintenant développer

### III. MODELISATION THERMIQUE DES TRANSFORMATEURS PLANAR

La thermique des composants de puissance est un aspect primordial à prendre en compte dès la phase de dimensionnement des composants. En effet, l'échauffement obtenu permet de connaître les limites de fonctionnement des composants dans leur environnement. S'il est trop important, cet échauffement peut, dans le meilleur des cas, réduire la durée de vie du composant et, au pire, conduire à sa destruction.

Pour refroidir les composants, il est d'usage de dimensionner un système de refroidissement en fonction de l'échauffement et des pertes à évacuer. Pour un composant donné, ces deux paramètres sont liés par une résistance thermique. Il existe peu de modèles analytiques permettant de représenter fidèlement ce comportement dans le cas d'un composant magnétique planar. Toutefois, en plus de la modélisation numérique FEM ou CFD [32], des modèles semi-analytiques, basés sur certains modes de transfert de la chaleur, sont apparus ces dernières années [92] [93].

Après un rappel des différents modes de transfert de chaleur, nous nous intéresserons à différents modèles permettant d'étudier le comportement thermique des composants magnétiques planar.

#### III.1. Modes de transfert de chaleur

Nous allons maintenant revenir sur les différents modes de transfert de chaleur, à savoir la conduction thermique, la convection thermique et le rayonnement (ou transfert radiatif).

##### III.1.a. Conduction

La conduction est un mode de transfert de chaleur permettant de modéliser les échanges thermiques au sein d'un matériau conducteur. Pour cela, il faut partir de l'équation de la chaleur initialement établie par Joseph Fourier [94] pour décrire le phénomène de conduction thermique.

On considère un matériau solide de surface  $S$ , placé dans un domaine  $\Omega$ , borné par  $\partial\Omega$  et de normale sortante  $\vec{n}$  comme représenté sur la Figure 2.21. L'équation de la chaleur, pour ce solide, peut alors s'écrire :

$$\forall x \in \Omega, \frac{\partial T(x,t)}{\partial t} = D \cdot \Delta T(x,t) + \frac{Q}{\rho \cdot C_{sp}} \quad (\text{Eq. 2.60})$$

Avec  $Q$  la source de chaleur interne du solide (en  $J \cdot m^{-3}$ )

$\rho$  la masse volumique (en  $kg \cdot m^{-3}$ )

$C_{sp}$  la chaleur spécifique (en  $J \cdot kg^{-1} \cdot K^{-1}$ ),

$D$  la diffusivité thermique (en  $m^2 \cdot s^{-1}$ ) définie par :

$$D = \frac{\lambda}{\rho \cdot C_{sp}} \quad (\text{Eq. 2.61})$$

Où  $\lambda$  est la conductivité thermique (en  $W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$ ) du solide.

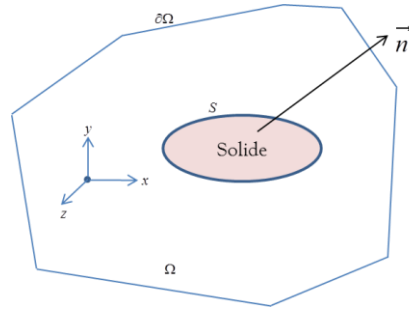


Figure 2.21: Source de pertes située dans un domaine

L'équation (Eq. 2.60) est valable si la conductivité thermique  $\lambda$  est supposée indépendante de la température et que le transfert thermique est unidimensionnel. Cette équation peut alors se mettre sous la forme :

$$\rho \cdot C_{sp} \frac{\partial T(x,t)}{\partial t} = \lambda \cdot \Delta T(x,t) + Q \quad (\text{Eq. 2.62})$$

En régime stationnaire et sans source interne  $Q$ , la résolution de cette équation permet d'exprimer la densité de flux de chaleur  $\varphi$  (voir Annexe II) :

$$\varphi = \lambda \frac{T - T_0}{L} \quad (\text{Eq. 2.63})$$

Avec  $L$  (en  $m$ ), la longueur caractéristique du solide à travers lequel le flux de chaleur circule.

A partir de cette densité de flux de chaleur (en  $W \cdot m^{-2}$ ), l'expression de la différence de température en fonction du flux de chaleur  $\Phi$  (en  $W$ ) à travers la surface  $S$  (en  $m^2$ ) peut s'écrire suivant (Eq. 2.64) :

$$T - T_0 = \frac{L}{\lambda \cdot S} \Phi \quad (\text{Eq. 2.64})$$

Cette forme d'écriture permet de faire l'analogie avec la loi d'Ohm en électricité (Figure 2.22). Par identification, on déduit que la différence de température  $T - T_0$  peut être assimilée à une différence de potentiel, le flux de chaleur  $\Phi$  est analogue à un courant électrique et enfin, l'expression  $L/\lambda S$  correspond à une résistance.



Figure 2.22 : Analogie entre résistances électrique et thermique

La résistance thermique du solide est notée  $R_{th\_cond}$  (Eq. 2.66). Sa valeur dépend de la conductivité thermique  $\lambda$  du matériau, de la longueur du solide  $L$  ainsi que de la surface d'échange  $S$  au travers de laquelle le flux de chaleur  $\Phi$  circule.

$$R_{th\_cond} = \frac{L}{\lambda S} \quad (\text{Eq. 2.65})$$

Cette résistance thermique dépend donc de la nature du matériau. Ainsi, lorsque plusieurs matériaux solides de différentes natures sont associés, leur résistance thermique équivalente peut se calculer en appliquant les mêmes règles de calcul que pour les résistances électriques équivalentes.

Il est d'usage de dire qu'un bon conducteur électrique est également un bon conducteur thermique. Dans un composant magnétique planar, les différentes conductivités thermiques des matériaux utilisés sont résumées dans le Tableau 2.1.

	Matériau	Conductivité thermique (en $W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$ )
Bobinage	Cuivre	380
Noyau	Ferrite	4.5
Isolant	Kapton	0.12
	Epoxy FR-4	0.15
Fluide environnant	Air	0.024

Tableau 2.1 : Conductivités thermiques des matériaux constituant un composant magnétique planar

### III.1.b. Convection

Le phénomène de convection thermique est un transfert de chaleur qui se réalise via un déplacement de matière. Ce type de transfert, présent dans les fluides ou les liquides, implique un échange de chaleur entre la surface d'un solide et un fluide mobile à son contact, ou encore le déplacement de chaleur au sein d'un fluide. Le phénomène de convection se caractérise par un coefficient  $h_c$  représentant l'échange thermique entre les surfaces externes du solide et le mouvement du fluide (par exemple l'air) environnant. Une relation, similaire à celle de la conduction thermique, peut alors s'écrire :

$$T - T_a = \frac{\varphi_{th}}{h_c} = \Phi_{th} \cdot \frac{1}{h_c S} \quad (\text{Eq. 2.66})$$

Une résistance thermique par convection, dépendant du coefficient d'échange  $h_c$  avec le fluide environnant, peut alors être définie :

$$R_{th\_conv} = \frac{1}{h_c S} \quad (\text{Eq. 2.67})$$

La valeur du coefficient  $h_c$  dépend de l'environnement externe et notamment de sa température. Pour simplifier les calculs, on estime souvent que  $h_c$  est constant. Sa valeur, pour les composants d'électronique de puissance, est souvent comprise entre 10 et 30  $W \cdot m^{-2} \cdot K^{-1}$  [33].

L'échange thermique se réalisant aux interfaces du solide, pour connaître l'évolution de sa température, il est nécessaire d'imposer des conditions aux limites qui sont de plusieurs types :

- Une température sur une ou plusieurs faces du solide est imposée (Conditions de Dirichlet).
- Une densité de flux à la surface est imposée (condition de Neumann).
- Une densité de flux est imposée comme fonction linéaire de l'écart de température entre la surface du solide et le fluide environnant (condition de Fourier) (Eq. 2.68).
- La température de contact entre deux matériaux peut aussi être imposée.

$$\varphi_{th} = -\lambda \overrightarrow{\text{grad}} T \cdot \vec{n} = h_c (T - T_a) \quad (\text{Eq. 2.68})$$

Lorsque le matériau n'est refroidi que par le fluide environnant, on parle alors de convection naturelle. Dans ce cas de figure, la température du fluide environnant (souvent appelée température ambiante  $T_a$ ), ainsi que le coefficient  $h_c$  considéré, sont des paramètres du modèle convectif. Lorsque

le matériau est refroidi par un système de ventilation, on parle alors de convection forcée. La nature et la vitesse du fluide (viscosité, écoulement laminaire ou turbulent...) doivent être considérées dans le modèle convectif.

En fonction de la géométrie du solide, il existe, dans la littérature [95], des expressions empiriques pour déterminer les coefficients d'échanges par convection naturelle. Ces coefficients dépendent de la longueur caractéristique  $W$  du solide et de l'écart de température  $\Delta T$  entre la surface d'échange considérée et le milieu environnant. Ces coefficients sont résumés dans le Tableau 2.2 pour trois positionnements différents.

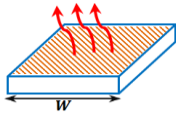
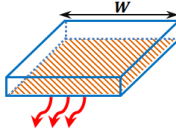
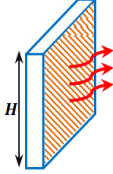
Configuration	SCHEMA	Expression
Plaque horizontale chauffée par le dessus avec une largeur $W$		$h_c = 1.32 \cdot \left(\frac{\Delta T}{W}\right)^{0.25}$
Plaque horizontale chauffée par le dessous avec une largeur $W$		$h_c = 0.66 \cdot \left(\frac{\Delta T}{W}\right)^{0.25}$
Plaque verticale avec une hauteur $H$		$h_c = 1.42 \cdot \left(\frac{\Delta T}{H}\right)^{0.25}$

Tableau 2.2 : Coefficients du transfert de chaleur par convection naturelle [95]

### III.1.c. Rayonnement

Un corps chauffé émet de l'énergie dans son environnement sous forme de rayonnement électromagnétique. Cette énergie émise permet à ce corps de se refroidir, dès lors que la température à la surface de celui-ci est plus importante que celle de son environnement. Le flux de chaleur échangé par rayonnement peut s'écrire à partir de la loi de Stefan-Boltzmann :

$$\Phi_r = \varepsilon \cdot \sigma_{SB} \cdot S \cdot (T_s^4 - T_\infty^4) \quad (\text{Eq. 2.69})$$

Avec  $\varepsilon$  l'émissivité thermique du matériau qui dépend de la température, de l'état et de la nature du matériau ( $0 < \varepsilon < 1$ ),

$\sigma_{SB}$  la constante de Stefan-Boltzmann ( $\sigma_{SB} = 5.67 \cdot 10^{-8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-4}$ ),

$T_s$  et  $S$  respectivement la température et la surface de la paroi d'émission du matériau

$T_\infty$  une température prise loin du matériau. En général, elle correspond à la température ambiante  $T_a$ .

Par analogie avec le flux de pertes dissipées par convection, le flux de pertes radiatives peut aussi s'écrire suivant l'équation (Eq. 2.70). Un coefficient d'échange radiatif  $h_r$  peut alors être défini (2.72). Son expression peut se simplifier et s'écrire suivant (Eq. 2.72).

$$\varepsilon \cdot \sigma_{SB} \cdot (T_s^4 - T_\infty^4) \cong 4 \cdot \varepsilon \cdot \sigma_{SB} \cdot T_\infty^3 (T_s - T_\infty) \quad (\text{Eq. 2.70})$$



$$h_r = \varepsilon \cdot \sigma_{SB} \cdot \frac{T_s^4 - T_\infty^4}{T_s - T_\infty} \quad (\text{Eq. 2.71})$$

$$h_r = 4 \cdot \varepsilon \cdot \sigma_{SB} \cdot T_\infty^3 \quad (\text{Eq. 2.72})$$

Le coefficient  $h_r$  correspond au coefficient de transfert par rayonnement qui dépend de la température du milieu dans lequel le solide rayonne. Ce coefficient radiatif vient s'ajouter à celui issu du phénomène de convection pour représenter l'ensemble des échanges thermiques des surfaces externes du matériau vers son environnement :

$$h_{ex} = h_c + h_r \quad (\text{Eq. 2.73})$$

Ce coefficient  $h_{ext}$  dépend de la température. Sachant que l'écart entre la température du matériau et la température ambiante diminue lorsque le coefficient  $h_{ext}$  augmente, la prise en compte du rayonnement thermique dans certains modèles peut donc contribuer à améliorer le refroidissement du matériau. Notons toutefois qu'en général  $h_c > h_r$  et, pour des températures élevées (exemple  $T > 100^\circ\text{C}$ ),  $h_c \gg h_r$ . Dans ce cas, l'impact du rayonnement peut être négligé. C'est ce que nous considérons par la suite.

### III.2. Modèles pour le calcul des échauffements dans les CMP

Après ce rappel sur les différents modes de transfert de chaleur, nous allons nous intéresser plus spécifiquement aux modèles thermiques applicables dans le cas des composants magnétiques planar. Quatre modèles sont souvent présentés dans la littérature :

- Modèle par résistance thermique équivalente.
- Modèle nodal de résistances thermiques.
- Modèle par éléments-finis.
- Modèle par mécanique des fluides (Computational Fluids Dynamics ou CFD).

Le modèle CFD permet de prendre en compte le fluide ambiant dans l'environnement du composant. La CFD est donc utile pour prendre en compte le transfert par rayonnement thermique. Comme nous négligeons ce type de transfert, nous n'utiliserons pas ce modèle, seuls les trois autres modèles seront décrits.

Ces trois modèles ne présentent pas les mêmes avantages en termes de précision et de temps de calcul. Comme nous le verrons, ils sont tous les trois complémentaires et utiles pour des études spécifiques.

#### III.2.a. Modélisation par résistance thermique équivalente

Pour simplifier les calculs lors du dimensionnement de composants magnétiques, il est fréquent d'utiliser une résistance thermique globale (ou équivalente) du composant, qui conduit à un échauffement moyen entre le bobinage et le noyau magnétique. Pour déterminer cette résistance thermique, il faut supposer un échauffement homogénéisé du composant et connaître les pertes à dissiper :

$$R_{th} = \frac{T_{\max} - T_{amb}}{P_{ertes}} = \frac{\Delta T}{P_{ertes}} \quad (\text{Eq. 2.74})$$

Il est aussi possible de trouver, dans la littérature [33] [96], des expressions empiriques de cette résistance. Certains fabricants de noyaux magnétiques la fournissent dans leur datasheet. Les équations (Eq. 2.75) et (Eq. 2.76) donnent, à titre d'exemples, la valeur de la résistance thermique de différents noyaux ferrites respectivement de chez TDK-EPCOS [33] [97] et de chez Ferroxcube [96]. L'expression

fournie par Ferroxcube se retrouve aussi dans certaines études de chez Philips [27], elle a été établie par Mulder [98] lors de mesures d'échauffement de de différentes tailles de noyaux EE en convection naturelle. L'expression de la résistance thermique des noyaux TDK-EPCOS a été établie de la même façon.

$$R_{th\ TDK} = \frac{k_{th}}{\sqrt{V_{noyau}}} \quad (\text{Eq. 2.75})$$

$$R_{th\ Mulder} = \frac{1}{C_{th} V_{noyau}^{0.54}} \quad (\text{Eq. 2.76})$$

Avec  $0 < k_{th} \leq 1$ ,  $k_{th} = 0.06$  est une valeur empirique souvent utilisée dans littérature  
 $C_{th} = 25$  pour des noyaux planar en E et  $C_{th} = 50$  pour des noyaux classiques E ou ETD  
 $V_{noyau}$  le volume du noyau magnétique

Pour des noyaux de dimensions similaires, les deux expressions (Eq. 2.75) et (Eq. 2.76) donnent des valeurs du même ordre de grandeur (Figure 2.23).

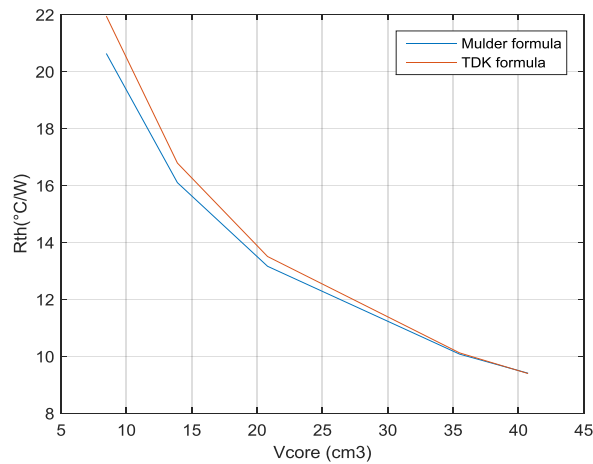


Figure 2.23 : Tendances des résistances thermiques empiriques pour des noyaux E planar

Les expressions précédentes (Eq. 2.74), (Eq. 2.75) et (Eq. 2.76) supposent que la résistance thermique est constante en fonction de la température ambiante et de la puissance à dissiper. Or, comme le montre la Figure 2.24, la résistance thermique varie en fonction de ces deux paramètres [99].

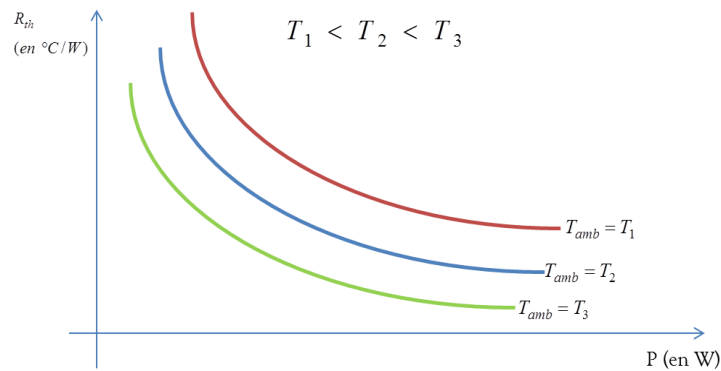


Figure 2.24 : Résistance thermique équivalente en fonction des pertes et de la température ambiante

Ainsi, la résistance thermique diminue avec la température ambiante et les pertes dissipées. Dans [99] il a été montré que l'évolution de la résistance thermique pouvait, dans le cas de transformateurs planar, s'exprimer à partir d'une fonction polynômiale (Eq. 2.77). Ces coefficients peuvent être définis pour toutes les combinaisons EI et EE de noyaux planar [21].

$$R_{th} = b_1 \cdot P^3 + b_2 \cdot P^2 + b_3 \cdot P + b_4 \cdot T_{amb} + K \quad (\text{Eq. 2.77})$$

Où  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$ ,  $b_4$  et  $K$  sont des coefficients réels dépendant de la forme et de la taille du noyau magnétique.

### III.2.b. Modélisation par réseau nodal de résistances thermiques

La résistance thermique équivalente est utile lors d'une phase de dimensionnement puisqu'elle permet d'obtenir, de manière très rapide, l'élévation de température « homogénéisée » au sein d'un composant. Toutefois, cette méthode ne permet pas de connaître la distribution de la température dans le composant et de localiser précisément les températures maximales du bobinage et du noyau.

Pour cela, il est nécessaire de disposer d'un modèle plus fin qui prenne en compte la géométrie du composant [100] [101]. Ce type de modèle structurel est appelé réseau nodal de résistances thermiques.

Le schéma de base de la représentation nodale thermique est présenté sur la Figure 2.25. Le nœud d'index  $i$  est lié aux autres nœuds indexés  $j$  par des résistances thermiques notées  $R_{ij}$ . Les pertes dans le nœud  $i$  sont modélisées par une source de courant  $q_i$ . Ce nœud est lié à la masse thermique via une capacité thermique notée  $C_i$ , permettant de modéliser les effets transitoires.

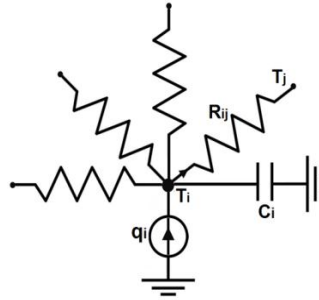


Figure 2.25 : Réseau de résistances thermiques autour du nœud  $i$

Supposons que les températures des nœuds 1 à  $m$  soient inconnues et que celles des nœuds  $m+1$  à  $n$  soient, quant à elles, connues. L'équilibre thermique dérivé de la loi de Kirchhoff et appliqué au nœud  $i$  peut s'écrire :

$$\sum_{j=1}^n \frac{T_j - T_i}{R_{ij}} + q_i = C_i \frac{dT_i}{dt} \quad (\text{Eq. 2.78})$$

En séparant les températures inconnues (nœuds 1 à  $m$ ) de celles connues (nœuds  $m+1$  à  $n$ ), on obtient :

$$-\left( \sum_{j=1}^m \frac{1}{R_{ij}} \right) T_i + \sum_{j=1}^m \frac{1}{R_{ij}} T_j + \sum_{j=m+1}^n \frac{1}{R_{ij}} T_j + q_i = C_i \frac{dT_i}{dt} \quad (\text{Eq. 2.79})$$

Pour des raisons de praticité, les résistances thermiques  $R_{ij}$  sont remplacées par une notation en admittances thermiques  $G_{ij}$  (Eq. 2.79). En effet, lorsque deux nœuds ne sont pas liés, cela signifie qu'il y a, entre eux, une résistance thermique infinie ou une admittance thermique nulle. Or comme la solution de l'équation est numérique, il est plus aisé d'utiliser une admittance nulle plutôt qu'une

résistance infinie dans un outil de calcul numérique. Ainsi, l'équation (Eq. 2.79) peut s'écrire suivant la forme (Eq. 2.80).

$$G_{ij} = \frac{1}{R_{ij}} \quad (\text{Eq. 2.80})$$

$$-\left(\sum_{j=1}^n G_{ij}\right)T_i + \sum_{j=1}^m G_{ij}T_j + \sum_{j=m+1}^n G_{ij}T_j + q_i = C_i \frac{dT_i}{dt} \quad (\text{Eq. 2.81})$$

En mettant l'équation (Eq. 2.81) sous forme matricielle, on obtient, pour tous les nœuds de 1 à  $m$  :

$$AT - B_t U = C \frac{dT}{dt} \quad (\text{Eq. 2.82})$$

Où A est la matrice admittance

U est le vecteur contenant les pertes et températures connues

T est le vecteur des températures inconnues à déterminer

C est la matrice diagonale des capacités thermiques en chaque noeud

Ces quatre matrices, ainsi que la matrice  $B_t$  s'expriment comme suit :

$$U = \begin{pmatrix} q_1 \\ q_2 \\ \vdots \\ q_m \\ T_{m+1} \\ T_{m+2} \\ \vdots \\ T_n \end{pmatrix}; \quad T = \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_m \end{pmatrix}; \quad A = \begin{pmatrix} -\sum_{j=1}^m G_{11} & G_{12} & \cdots & G_{1m} \\ G_{12} & -\sum_{j=1}^m G_{22} & & G_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{1m} & G_{m2} & \cdots & -\sum_{j=1}^m G_{mm} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.83})$$

$$B_t = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & G_{1(m+1)} & G_{1(m+2)} & \cdots & G_{1n} \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & G_{2(m+1)} & G_{2(m+2)} & \cdots & G_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & G_{m(m+1)} & G_{m(m+2)} & \cdots & G_{mn} \end{pmatrix}; \quad C = \begin{pmatrix} C_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_2 & & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & C_m \end{pmatrix}$$

De la formulation matricielle (Eq. 2.82), deux cas se distinguent : Le cas du régime permanent et celui du régime transitoire.

- En régime permanent, la température n'évolue plus dans le temps (Eq. 2.84). L'équation (Eq. 2.82) peut alors s'écrire sous la forme (Eq. 2.86).

$$\frac{dT}{dt} = 0 \quad (\text{Eq. 2.84})$$

$$AT - B_t U = 0 \quad (\text{Eq. 2.85})$$

Le vecteur de températures est extrait de cette expression :

$$T = A^{-1} B_t U \quad (\text{Eq. 2.86})$$

Ce calcul peut être réalisé de façon numérique par la plupart des outils mathématiques comme Matlab ou Mathcad.

En régime transitoire, le vecteur de températures T est fonction du temps. Le vecteur U de pertes et de températures imposées peut aussi dépendre du temps. Une méthode itérative est alors nécessaire pour évaluer le vecteur de températures T. La dérivée  $dT/dt$  est approximée, dans ce cas, par la formule d'Euler progressive et l'équation (Eq. 2.82) devient alors :

$$AT^k - B_t U^k = C \frac{T^{k+1} - T^k}{\Delta t} \quad (\text{Eq. 2.87})$$

L'expression du vecteur de températures à l'itération  $k+1$  peut s'écrire suivant (Eq. 2.88). Cependant, pour résoudre cette équation, il faut définir une température initiale  $T^0$  comme point de départ des itérations.

$$T^{k+1} = \left( A - \frac{C}{\Delta t} \right)^{-1} \left[ B U^k - \frac{C}{\Delta t} T^k \right] \quad (\text{Eq. 2.88})$$

L'algorithme de calcul itératif s'arrête lorsque la solution converge, c'est-à-dire lorsque la condition d'arrêt (Eq. 2.89) est respectée. Cette condition est définie pour une erreur maximale admissible  $\varepsilon$  et un nombre maximal d'itérations.

$$\left| T^{k+1} - T^k \right| \leq \varepsilon \quad (\text{Eq. 2.89})$$

Ce modèle permet de discrétiser la géométrie du composant magnétique planar sur  $\frac{1}{4}$  de la géométrie réelle et permet d'estimer l'échauffement thermique dans les différents nœuds sous des conditions aux limites imposées. La Figure 2.26 présente une comparaison entre la distribution de température obtenue par cette représentation par réseau nodal de résistances thermiques et une simulation éléments-finis. Dans cet exemple, le transformateur planar est dimensionné pour une puissance de 360 VA. Les pertes cuivre et les pertes fer sont évaluées, respectivement, à 3W et 3.07W [100]. Dans ces travaux, il a été montré que cette modélisation permettait d'obtenir une erreur d'estimation de la température maximale inférieure à 6% par rapport à une analyse par éléments finis 3D. Au niveau du temps de calcul, le modèle par réseau de résistance est deux fois plus rapide pour un calcul en régime permanent et quatre fois plus rapide lors d'une étude en régime transitoire.

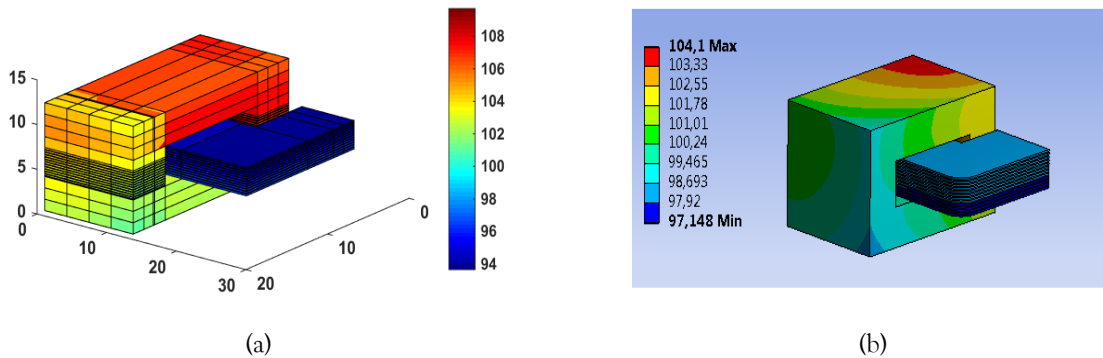


Figure 2.26 : Distribution de température dans un transformateur planar E38 360 VA : (a) Températures obtenues par réseau de résistances et (b) Températures obtenues par FEM [100]

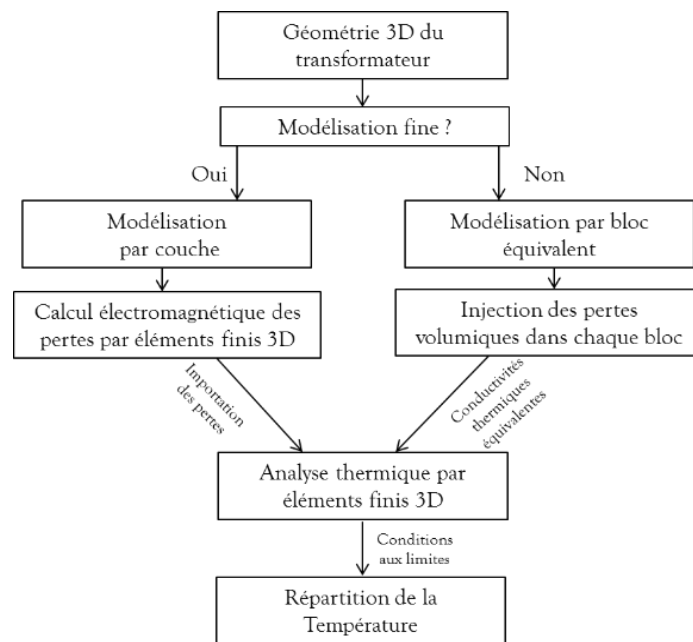
D'autres modèles, basés sur la segmentation des résistances thermiques, existent dans la littérature [102] [103]. Toutefois, certains d'entre eux [103] restent limités car il n'ont été validés que sur deux types de noyaux précis. De plus, ils ne permettent d'estimer la résistance thermique d'un composant que via des logiciels circuits type PSPICE [104], sans permettre d'obtenir les gradients de températures dans le composant. Il existe aussi des modèles de calcul 1-D [93], où les auteurs proposent un modèle couplé (2-D pour le calcul des pertes et 1-D pour le calcul de la température) pour déterminer de l'échauffement de transformateurs planar. Bien que les auteurs aient montré l'efficacité de cette méthode en régime transitoire, celle-ci reste néanmoins limitée par son erreur importante en régime permanent. De plus, elle ne permet pas, non plus, de localiser de potentiels points chauds dans le composant.

Dans tous les cas, pour déterminer l'efficacité d'un modèle d'estimation de l'échauffement, il convient de comparer les résultats obtenus via les modèles développés à ceux obtenus par des mesures expérimentales sur prototype. Avant cette étape, la modélisation numérique 3-D peut servir de modèle de comparaison pour valider certaines approches. En cas d'absence de modèles thermiques dédiés, ce type d'analyse par éléments finis est une alternative pour les concepteurs.

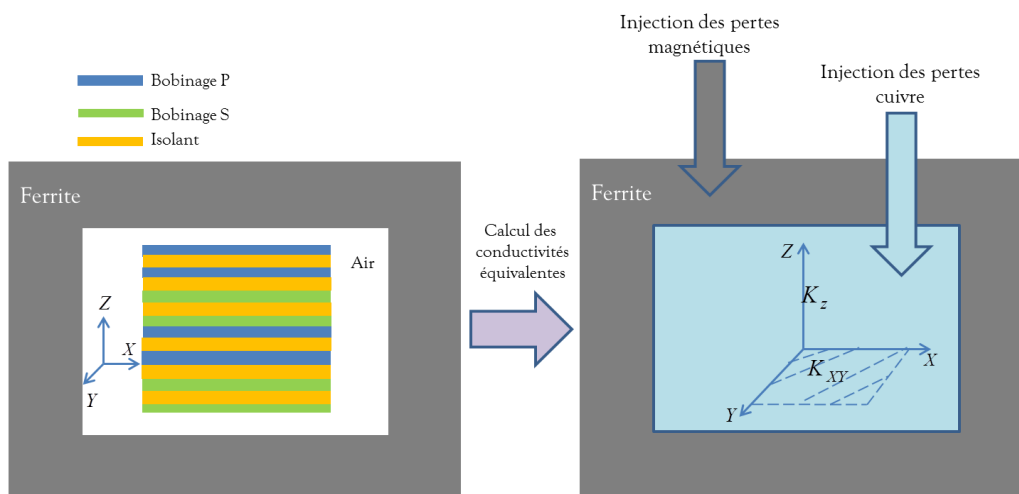
### III.2.c. Modélisation par éléments finis 3-D

La modélisation par éléments finis 3-D est très utilisée pour déterminer la température d'un composant de puissance dans un environnement donné. Certains outils comme Ansys permettent même de réaliser des couplages entre des simulations électromagnétiques et thermiques. Ainsi, les pertes déterminées via un modèle fréquentiel à un point de fonctionnement donné servent directement de source d'entrée à la simulation thermique.

Si un tel couplage n'est pas réalisable, il est possible d'injecter manuellement les pertes dans les différents matériaux d'une géométrie. Dans ce cas, pour simplifier le modèle, une représentation volumique (et non couche par couche) du bobinage peut être utilisée. Il faut alors définir des conductivités équivalentes suivant les directions de l'espace en tenant compte des conductivités des isolants et de l'air. Cette démarche est résumée sur la Figure 2.27.



(a)



(b)

Figure 2.27 : Schémas de simulation thermique : (a) Choix du schéma de modélisation et (b) Modélisation par blocs équivalents

Dans le cas d'injection des pertes, pour modéliser les échanges thermiques entre le bobinage, l'isolant, l'air dans la fenêtre de bobinage et le noyau magnétique, il est nécessaire de calculer les conductivités équivalentes dans la direction transversale (XY) (Eq. 2.90) et dans la direction normale (Z) (Eq. 2.91).

$$K_{XY} = \frac{\sum_{i=1}^M h_i \times k_i}{\sum_{i=1}^M h_i} = \frac{N_{cu} \times h_{cu} \times k_{cu} + N_{ins} \times h_{ins} \times k_{ins}}{N_{cu} \times h_{cu} + N_{ins} \times h_{ins}} \quad (\text{Eq. 2.90})$$

$$K_Z = \frac{\sum_{i=1}^M h_i}{\sum_{i=1}^M \frac{h_i}{k_i}} = \frac{N_{cu} \times h_{cu} + N_{ins} \times h_{ins}}{N_{cu} \times \frac{h_{cu}}{k_{cu}} + N_{ins} \times \frac{h_{ins}}{k_{ins}}} \quad (\text{Eq. 2.91})$$

Avec  $N_{cu}$  et  $h_{cu}$  le nombre de couches de cuivre et leur épaisseur,  
 $N_{ins}$  et  $h_{ins}$  le nombre de couches d'isolants et leur épaisseur.  
 $k_{cu}$  et  $k_{ins}$  les conductivités thermiques respectives du cuivre et de l'isolant

Cette méthode permet, en régime permanent, d'avoir une répartition de la température dans le composant mais le temps de calcul et les ressources informatiques nécessaires peuvent paraître importants en comparaison avec les modèles semi-analytiques ou analytiques.

Par la suite, lors des phases de dimensionnement, nous privilégierons l'utilisation du modèle de la résistance thermique équivalente (Eq. 2.75) simple et rapide à appliquer. Cette première estimation sera ensuite complétée par une analyse par éléments finis 3-D pour observer les points chauds dans les transformateurs.

Les autres modèles présentés pourront être utilisés, dans un second temps, lors de processus d'optimisation de composants, lorsque les deux critères temps de calcul et précision seront importants.

## IV. ELEMENTS PARASITES D'UN TRANSFORMATEUR PLANAR

Comme nous l'avons évoqué dans le Chapitre 1, les transformateurs planar possèdent une faible inductance de fuite en comparaison avec les composants bobinés classiques. A l'inverse, les composants planar ont des capacités parasites plus importantes entre les spires. Ces deux éléments, appelés « éléments parasites » du transformateur sont représentés sur le schéma électrique équivalent de la Figure 2.28 pour un transformateur à 2 enroulements.

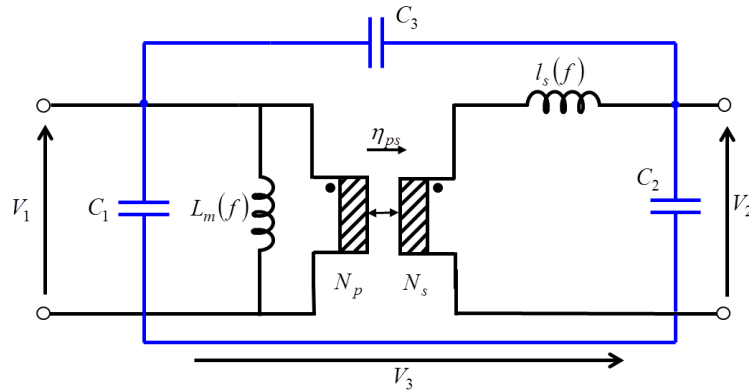


Figure 2.28 : Schéma électrique équivalent d'un transformateur à 2 enroulements sans pertes

## IV.1. Impact des éléments parasites du transformateur planar dans les convertisseurs de puissance

Des interactions existent entre l'inductance magnétisante, l'inductance de fuite et les capacités parasites dans un transformateur. Ces interactions, catégorisées dans les couplages parasites, se manifestent sous la forme de circuits résonants. Les résonances sont alors de 2 types (Figure 2.29) :

- Résonance parallèle avec l'inductance principale  $L_m(f)$ .
- Résonance série avec l'inductance de fuite ( $l_s(f)$  représentée au secondaire sur la Figure 2.28).

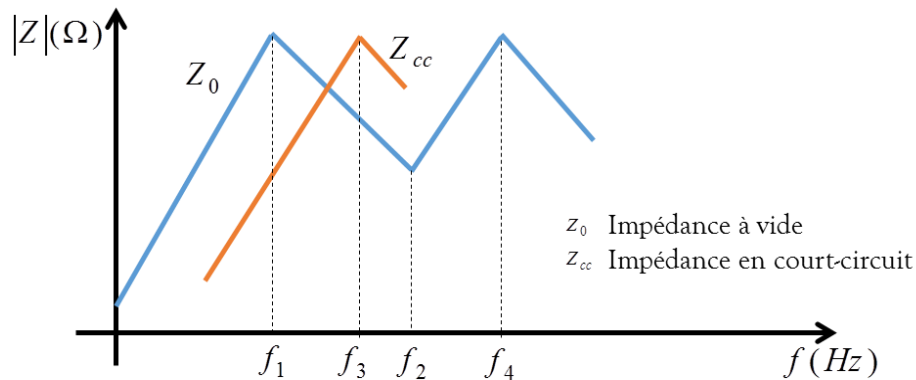


Figure 2.29 : Fréquences de résonance sur les impédances du transformateur [105]

Le fonctionnement des convertisseurs à commutation dure est limité à des fréquences inférieures à cette fréquence de 1<sup>ère</sup> résonance. Pour cela, la fréquence de découpage doit généralement être choisie bien en-dessous de la fréquence de cette 1<sup>ère</sup> résonance parallèle.

L'inductance de fuite est à l'origine de chute de tension dans les convertisseurs de puissance, créant ainsi un phénomène d'empiètement qui empêche le courant de varier instantanément dans les semi-conducteurs de puissance [106]. Dans des convertisseurs de puissances à résonance, tels que les LLC [107] [108] [109], le phénomène de résonance liée à cette self de fuite est recherchée, car ceci permet de réduire les pertes par commutation dans les semi-conducteurs de puissance.

La 1<sup>ère</sup> résonance parallèle intervient avant la résonance série ( $f_1 < f_2$ ) (Figure 2.29). Cette résonance série peut créer des oscillations dans les formes d'ondes du courant et de la tension [110] du transformateur. Ces oscillations créent non seulement des surtensions potentiellement néfastes aux bornes des cellules de commutation mais sont aussi à l'origine de pertes supplémentaires dans les composants du convertisseur.

Comme ces éléments parasites sont à l'origine de différentes problématiques, il convient là aussi de disposer d'outils et de méthodes pour prédéterminer leurs valeurs dans une phase de dimensionnement.

## IV.2. Modèles pour l'estimation de l'inductance de fuite

L'inductance de fuite d'un transformateur peut se déterminer en BF (calcul statique) à partir de différents modèles analytiques ou semi analytiques [111] [112]. En HF, elle est plus complexe à modéliser de façon analytique en raison des courants induits qui apparaissent dans les conducteurs. Toutefois, à partir de la formulation du facteur inductif  $F_L$  (Eq. 2.39) défini par Dowell [66], une



estimation de cette inductance peut être faite en HF. La modélisation numérique par éléments finis (2-D/3-D) peut permettre aussi de déterminer, avec une assez bonne précision, les valeurs d'inductance de fuite en BF ou en HF.

La méthode que nous avons décidé d'utiliser pour cette évaluation a été développée spécifiquement pour les composants magnétiques planar [111] [47]. L'inductance de fuite BF est calculée via un modèle analytique en statique. Nous allons maintenant présenter brièvement cette méthode.

#### IV.2.a. Modèle de calcul BF

Dans [111], les auteurs présentent une modélisation analytique de l'inductance de fuite de transformateur planar. Cette méthode tient compte de la géométrie 2-D du transformateur en négligeant les effets de bords (entrefer négligeable). Les calculs s'effectuent en BF, en supposant que la densité de courant est uniforme dans les conducteurs (pas de courants induits).

Le calcul est basé sur l'expression des potentiels vecteurs créés par les différents conducteurs rectangulaires (Figure 2.30) d'un enroulement. La méthode des images magnétiques [113] est utilisée pour prendre en compte l'effet du matériau magnétique. Le calcul s'effectue analytiquement, en compensant les ampères tours dans les enroulements (i.e. le courant magnétisant est nul). Le calcul d'énergie s'exprime alors suivant (Eq. 2.92), l'énergie globale correspondant à la somme de l'intégrale  $A \cdot J$  analytique sur la section des conducteurs considérés. Cette énergie est directement proportionnelle à la valeur de l'inductance de fuite.

$$W_{lk} = \frac{1}{2} \iint_S A \cdot J \cdot dS = \frac{1}{2} L_{lk} \times I^2 \quad (\text{Eq. 2.92})$$

Avec  $I$  le courant total dans un enroulement. Si l'on souhaite définir des spires en parallèle, il faudra les alimenter de manière à retrouver ce courant total.

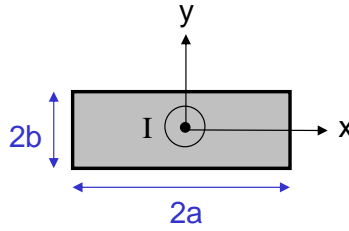


Figure 2.30 : Section d'un conducteur rectangulaire [111]

Le potentiel vecteur du conducteur de la Figure 2.30 peut se calculer à partir de la formulation PEEC [114]. On peut l'exprimer comme suit :

$$A(x, y, a, b) = \frac{-\mu_0}{4\pi} J A_p(x, y, a, b) \quad (\text{Eq. 2.93})$$

$$J = \frac{I}{2a \times 2b}$$

$$A_p(x, y, a, b) = F(x-a, y-b) - F(x+a, y-b) - F(x-a, y+b) + F(x+a, y+b) + C$$

$$\text{Avec } C = cte$$

$$\text{et } F(X, Y) = XY \ln(X^2 + Y^2) + X^2 \arctan\left(\frac{Y}{X}\right) + Y^2 \arctan\left(\frac{X}{Y}\right) \quad (\text{Eq. 2.94})$$

La fonction  $G(X, Y)$  est défini comme la double intégration de  $F(X, Y)$  :

$$G(X,Y) = \iint_{dS} F(X,Y) dXdY$$

$$= \iint_{dS} \frac{-1}{24} (X^4 - 6X^2Y^2 + Y^4) \ln(X^2 + Y^2) + \frac{1}{3} XY \left[ X^2 \arctan\left(\frac{Y}{X}\right) + Y^2 \arctan\left(\frac{X}{Y}\right) \right] - \frac{7}{24} X^2Y^2 \quad (\text{Eq. 2.95})$$

La somme des potentiels vecteurs pour n conducteurs (Figure 2.31) s'exprime par :

$$A_I(x,y) = \frac{-\mu_0}{4\pi} \sum_{k=1}^n J_k A_{pk}(x - xr_k, y - yr_k, a_k, b_k) \quad (\text{Eq. 2.96})$$

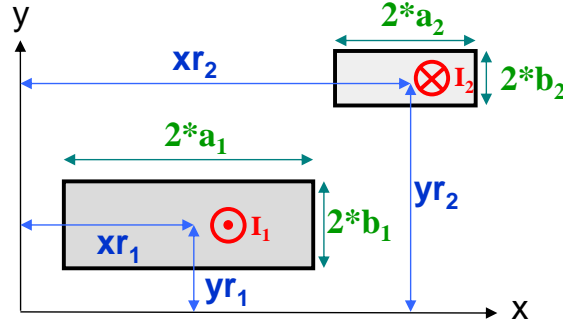


Figure 2.31 : Exemple de fenêtre du transformateur avec deux conducteurs rectangulaires [111]

En présence d'un matériau magnétique, l'induction dans la fenêtre magnétique peut être représentée comme sur la Figure 2.32. L'induction totale dans la fenêtre est la somme de l'induction émise  $B_{li}$  par le courant  $I$  parcourant un conducteur et d'une partie réfléchie  $B_{lr}$  par le matériau magnétique. De manière analytique,  $B_{lr}$  peut être calculé en considérant un conducteur image, positionné à une distance  $-h$  (Eq. 2.97) et parcouru par une valeur de courant dépendant de  $\mu_r$ .

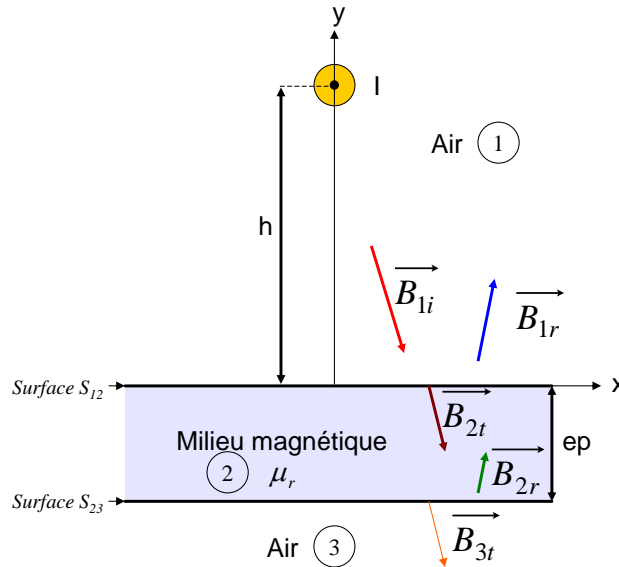


Figure 2.32 : Influence du matériau magnétique d'épaisseur  $ep$  [47]

$$B_{lr} = \frac{1}{2\pi} \left[ B_{li} \left( x, y + h, I \frac{\mu_r - 1}{\mu_r + 1} \right) - \frac{4\mu_r}{\mu_r^2 - 1} \sum_{n=1}^{\infty} B_{li} \left( x, y + h + 2n \times ep, I \left( \frac{\mu_r - 1}{\mu_r + 1} \right)^{2n} \right) \right] \quad (\text{Eq. 2.97})$$

Le champ total dans une fenêtre de bobinage peut alors se calculer de manière similaire en prenant 4 ou 8 images magnétiques (Figure 2.33) [111] pour tenir compte de la forme rectangulaire de la fenêtre de bobinage des transformateurs planar. Notons qu'un calcul avec 8 images est plus précis qu'un calcul avec 4 images.

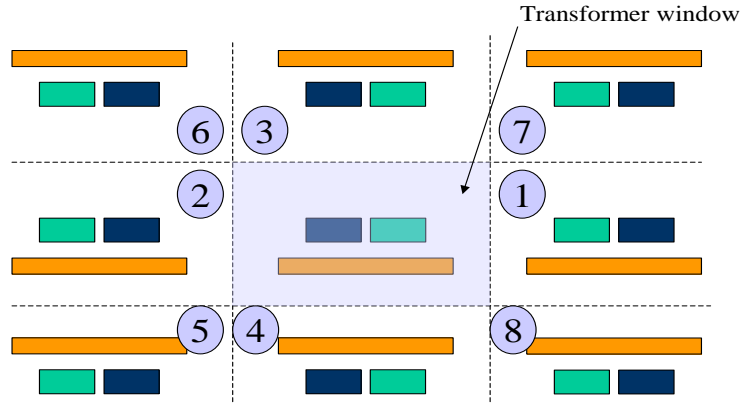


Figure 2.33 : 8 images magnétiques [111]

Une fois l'énergie de fuite est connue, on peut aisément déterminer la self de fuite (Eq. 2.92), que ce soit dans un transformateur à 2 ou 3 enroulements [47]. Dans ce dernier cas spécifique, il est possible d'utiliser un schéma électrique équivalent avec transformateur de fuite [111], comme nous le verrons dans le chapitre 4.

Cette approche permet d'avoir une idée de l'inductance de fuite en BF, ce qui pour certaines applications reste intéressant si l'on souhaite atteindre une valeur donnée en HF. En effet, avec les courants induits, l'inductance de fuite diminue entre la BF et la HF. Cette variation peut être estimée, a priori, avec la formulation de Dowell (Eq. 2.39). A posteriori, elle peut être modélisée via un schéma électrique représentant la variation fréquentielle de l'inductance.

#### IV.2.b. Variation fréquentielle de l'inductance

La diminution de l'inductance de fuite est liée aux courants induits qui apparaissent dans les conducteurs en HF et qui modifient le champ et l'énergie dans la fenêtre du transformateur. L'évolution de cette inductance peut être modélisée simplement par le schéma de la Figure 2.34. Ce modèle peut s'appliquer à n'importe quelle variation d'inductance.

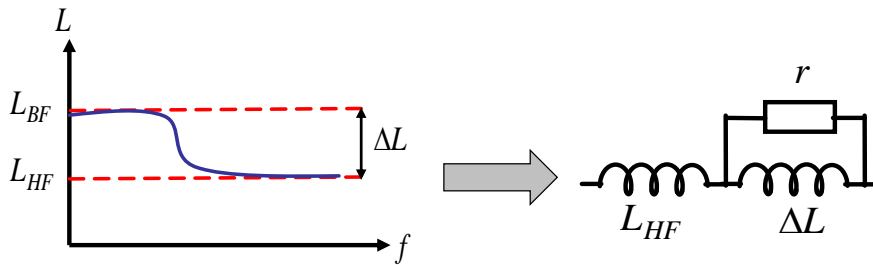


Figure 2.34 : Modèle de variation d'une inductance [47]

En BF, l'inductance est équivalente à la somme des deux inductances de la Figure 2.34 (Eq. 2.98). Pour déterminer la valeur de la résistance  $r$  à mettre en parallèle, on recherche la fréquence (Eq. 2.100) à laquelle la valeur  $L_x$  (Eq. 2.99) est obtenue.

$$L_{BF} = L_{HF} + \Delta L \quad (\text{Eq. 2.98})$$

$$L_x = L_{BF} - \frac{\Delta L}{2} \quad (\text{Eq. 2.99})$$

$$r = 2\pi F_x \times \Delta L \quad (\text{Eq. 2.100})$$

L'inductance de fuite n'est pas le seul élément qui peut s'avérer problématique dans un convertisseur de puissance. Un des inconvénients des CMP étant leur niveau de capacités parasites, nous allons présenter brièvement cet aspect par la suite.

### IV.3. Calcul des capacités parasites

Ce paramètre est très rarement pris en compte dans les dimensionnements de transformateur, sauf pour des applications du type convertisseur LLC [115]. Dans ce travail de thèse nous n'avons pas travaillé spécifiquement sur cet aspect modélisation des capacités parasites du transformateur planar (Figure 2.28). Cependant, nous présentons toutefois un bref état de l'art de cet aspect dans cette partie.

Il existe différents schémas équivalents dans littérature [116]. Certains d'entre eux ramènent les différentes capacités parasites de la Figure 2.28 au primaire et la nomme  $C_{str}$  [40] :

$$\begin{aligned} C'_1 &= C_1 + (1 - \eta_{ps}) \times C_3 \\ C'_2 &= C_2 \cdot \eta_{ps}^2 + \eta_{ps} \cdot (1 - \eta_{ps}) \times C_3 \\ C_{str} &\approx C'_1 + C'_2 \end{aligned} \quad (\text{Eq. 2.101})$$

Comme pour les inductances de fuites, les capacités parasites des CMP peuvent être déterminées par simulations éléments-finis ou par calcul analytiques. Il est aussi possible de déterminer ces capacités à partir de mesures spécifiques [105] [117] dans une phase de caractérisation.

Ces capacités interviennent au-delà de la fréquence de découpage des convertisseurs excepté pour certaines structures à résonance. Comme on évoqué dans la partie II.3.a (Figure 2.19) de ce chapitre, la capacité statique entre deux couches peut se déterminer à partir du modèle d'un condensateur plan. Dans la littérature [118] [40] [119], il existe plusieurs méthodes de calcul des capacités parasites. L'une des plus simples, pour deux couches conductrices, consiste en une décomposition du champ électrique, méthode connue sous le terme d'EFD (Electric Field Decomposition) [119] [120]. Cette méthode devient rapidement très complexe et difficilement applicable dans le cas de composants à plusieurs conducteurs.

Il est donc préférable d'avoir recours à de modèles numériques électrostatiques, en 2-D [46] [32] ou en 3-D [32], pour réaliser ces estimations. Dans la plupart des cas 2-D, il est nécessaire d'imposer de façon graduelle, différents potentiels sur des conducteurs adjacents pour réaliser les différents calculs. A titre d'exemple, les capacités de la Figure 2.35 sont liées aux potentiels de chaque conducteur par (Eq. 2.102), le noyau pouvant être considéré comme étant à la masse :

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \\ Q_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{10} + C_{12} + C_{13} + C_{14} & -C_{12} & -C_{13} & -C_{14} \\ -C_{12} & C_{20} + C_{12} + C_{23} + C_{24} & -C_{23} & -C_{24} \\ -C_{13} & -C_{23} & C_{30} + C_{13} + C_{23} + C_{34} & -C_{34} \\ -C_{14} & -C_{24} & -C_{34} & C_{40} + C_{14} + C_{24} + C_{34} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 2.102})$$

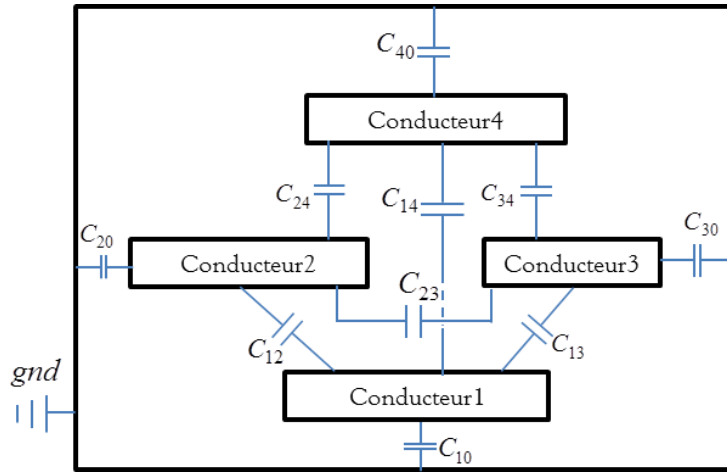


Figure 2.35 : Exemple de capacités parasites entre des conducteurs dans une fenêtre de bobinage

Les résultats obtenus lors de la simulation numérique se mettent sous la forme matricielle suivante :

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \dots & C_{1k} & \dots & C_{1n} \\ C_{21} & C_{22} & \dots & C_{2k} & \dots & C_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{k1} & C_{k2} & \dots & C_{kk} & \dots & C_{kn} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ C_{n1} & C_{n2} & \dots & C_{nk} & \dots & C_{nn} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 2.103})$$

Où  $n$  est le nombre de conducteurs considérés dans le composant magnétique, masse non comprise. Les capacités mutuelles ont des valeurs algébriques ; elles peuvent donc être négatives car elles représentent des couplages électrostatiques.

Dans le cadre d'un dimensionnement, les différents modèles présentés pour l'estimation des paramètres, des pertes et de l'échauffement du composant peuvent être appliqués. A titre d'exemple, nous présentons, dans la suite, un cas de dimensionnement de transformateur planar en technologie feuillard.

## V. APPLICATION A UN CAS TEST : TRANSFORMATEUR PLANAR EN FEUILLARD 2KVA

Les différents modèles analytiques présentés dans les parties précédentes ont été implémentés dans des feuilles de calcul. Le choix des différents modèles (pertes cuivre, pertes magnétiques, résistance thermique, inductance de fuite et capacité parasite) est laissé à l'utilisateur.

Pour valider ces différents modèles et l'approche de dimensionnement associée, un prototype de transformateur planar en technologie feuillard a été dimensionné, réalisé, caractérisé et testé en puissance.

### V.1. Dimensionnement analytique

Le dimensionnement pas à pas du transformateur (Figure 2.1) est explicité par la suite. En plus du choix du noyau et des conducteurs, une estimation des différentes pertes est réalisée, ainsi que celle des différents éléments parasites.

V.1.a. Spécifications techniques

Le transformateur est dimensionné pour fonctionner dans un onduleur pleine onde (Figure 2.36) à 100kHz (cf. Annexe IV). La puissance nominale du transformateur est fixée à 2kVA sous une tension efficace primaire de 400V (Figure 2.37). On souhaite avoir une tension efficace au secondaire de 20V soit un rapport de transformation est de 0.05, l'enroulement secondaire étant constitué d'une seule spire et le primaire possédant 20 spires. Les spécifications électriques du transformateur sont listées dans le Tableau 2.3.

La température de curie du ferrite étant de 200°C, nous posons comme contrainte de dimensionnement, un échauffement maximal du noyau magnétique à  $\Delta T_{max} \leq 120^{\circ}C$  en convection naturelle et pour une température ambiante  $T_{amb} = 22^{\circ}C$ .

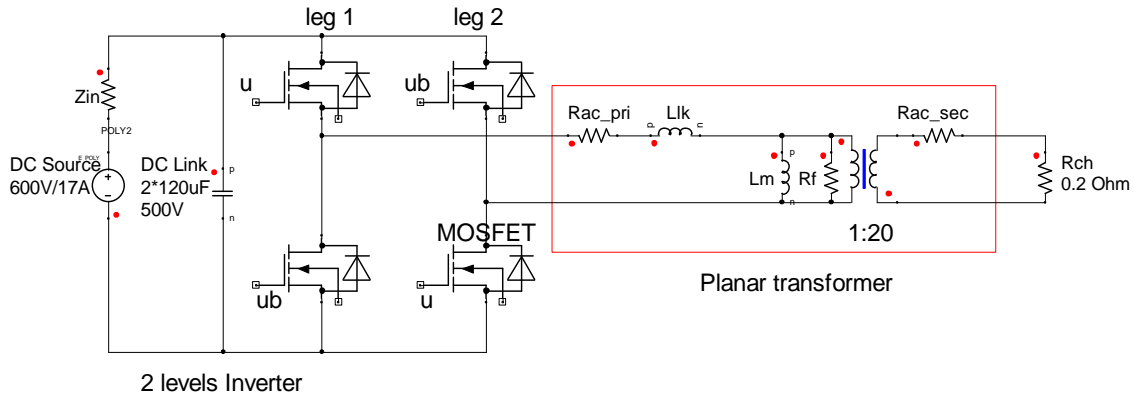


Figure 2.36 : Schéma de l'onduleur HF

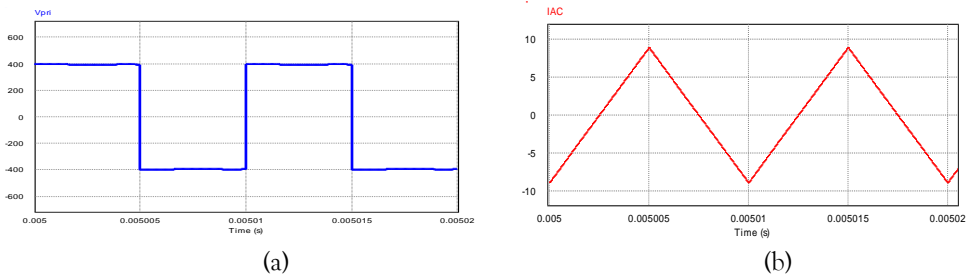


Figure 2.37 : Forme d'ondes théoriques au primaire du transformateur : (a) Tension et (b) Courant

Puissance maximale	$P_{max} = 2.5 \text{ kW}$
Puissance nominale	$P_{nom} = 2 \text{ kW}$
Tension efficace primaire	$V_p = 400 \text{ V}$
Fréquence de découpage	$F_{sw} = 100 \text{ kHz}$
Rapport de Transformation	$\eta_{ps} = 0.05$
Self magnétisante	$L_m = 0.5 \text{ mH}$
Nombre de spires au primaire	$N_p = 20$
Nombre de spires au secondaire	$N_s = 1$

Tableau 2.3 : Spécifications du transformateur planar à dimensionner

### V.1.b. Modélisation analytique

➤ 1<sup>ère</sup> étape : Choix du noyau magnétique

Le choix de la taille du noyau s'effectue à partir du produit des aires (cf. Chapitre 1, Chapitre 1 :II.3.a) défini par [121] :

$$A_p = A_w \times A_c = \frac{P_{\max}}{K_f K_r \hat{B} F_{sw} J_w} \quad (\text{Eq. 2.104})$$

Avec  $P_{\max}$  la puissance maximale admissible

$\hat{B}$  l'induction magnétique crête

$K_r$  le coefficient de remplissage de la fenêtre de bobinage par les conducteurs (Eq. 2.32)

$F_{sw}$  la fréquence de commutation

$K_f$  le facteur de forme du type d'alimentation

$J_w$  la densité de courant de l'enroulement primaire en BF

Pour calculer ce produit des aires, les hypothèses suivantes sont prises :

- Le facteur de forme est fixé à  $K_f = 4$  [33], le transformateur étant alimenté par une tension de forme carrée (Figure 2.37)
- Le bobinage a un facteur de remplissage  $K_r = 0.2$ , valeur typique en technologie planar
- L'induction crête est limitée à  $\hat{B} = 130 \text{ mT}$ , cette valeur est choisie pour travailler en linéaire, en dehors de la zone de saturation du ferrite ( $\hat{B} \approx 30\% B_{sat}$ ).
- L'enroulement primaire a une densité de courant  $J_w = 8 \text{ A/mm}^2$

La formule (Eq. 2.104) nous permet d'obtenir un produit des aires  $A_p \approx 54000 \text{ mm}^4$ . Nous choisissons donc une association de noyaux planar E64 et PLT64 [21] qui ont un produit des aires de  $57600 \text{ mm}^4$ . Les matériaux choisis sont du 3C90 pour le E64 et du 3F4 pour le PLT 64. Nous prenons deux matériaux différents car le fournisseur [122] ne proposait pas le même matériau pour les deux formes de noyaux.

L'inductance magnétisante du transformateur est calculée suivant (Eq. 1.13). L'entrefer du transformateur est réglé à  $225 \mu\text{m}$ , entre le noyau E et I, pour les trois jambes du noyau E (Figure 1.28c) pour obtenir une inductance magnétisante  $L_m = 0.537 \text{ mH}$ .

➤ 2<sup>ème</sup> étape : Estimation des pertes fer

Connaissant la taille du noyau et la tension primaire, l'induction crête peut se déduire en fonction de la fréquence à partir de (Eq. A. 0-7) avec  $N = 20$  et  $A_c = 519 \text{ mm}^2$  :  $\hat{B} = 96.5 \text{ mT}$ . Cette valeur reste inférieure à la valeur de  $130 \text{ mT}$  supposée pour le choix du noyau magnétique.

D'après le fabricant [21], pour un point de fonctionnement à  $\hat{B} = 100 \text{ mT}$ ,  $F_{sw} = 100 \text{ kHz}$  et  $T = 25^\circ\text{C}$ , pour une induction sinusoïdale, les pertes dans le ferrite sont estimées à  $4.8 \text{ W}$  maximum. En appliquant l'expression de Mulder (Eq. 2.48), valable elle aussi pour des inductions sinusoïdales, avec  $k = 1.045$ ,  $\alpha = 1.5$  et  $\beta = 2.698$  à la température ambiante (pour avoir les pertes maximales et donc le cas le plus défavorable), les pertes magnétiques obtenues sont de  $4.89 \text{ W}$ , ce qui est proche de la valeur donnée par le fabricant.

➤ 3<sup>ème</sup> étape : Choix des enroulements

A 100kHz et 25°C, l'effet de peau (Eq. 1.8) est d'environ 200µm. Pour limiter les effets de peau et de proximité (Facteur Fr), d'après la Figure 2.10, il faut avoir une épaisseur relative  $X \leq 1$ . Chez le fournisseur [123], les conducteurs choisis ont une épaisseur de 210µm au primaire. Au secondaire, nous choisissons de faire un compromis sur cette épaisseur relative en prenant des conducteurs de 350µm, pour avoir une densité de courant plus faible à 100kHz, la valeur efficace du courant étant plus importante au secondaire (transformateur abaisseur).

Pour les différents enroulements, 9 couches de conducteurs sont utilisées : 4 pour le primaire et 5 pour le secondaire. Afin de limiter les effets HF dans les conducteurs, toutes les couches conductrices sont entrelacées une à une. L'agencement des couches est donc de la forme SPSPSPSPS. Chaque couche primaire est constituée de 5 spires en série, soit  $5 \times 4 = 20$  spires au total pour l'enroulement. Chaque couche secondaire est constituée d'une seule spire. Toutes les couches secondaires sont connectées en parallèle. L'enroulement secondaire possède donc 1 spire. La description des conducteurs dans la fenêtre magnétique est représentée sur la Figure 2.38. L'épaisseur de l'isolant (Kapton) entre les couches primaires et secondaires est de 225µm. Celui-ci-ci n'est pas représenté sur la Figure 2.38. Pour limiter les effets du flux de bord, les conducteurs sont placés sur la base du ferrite en E.

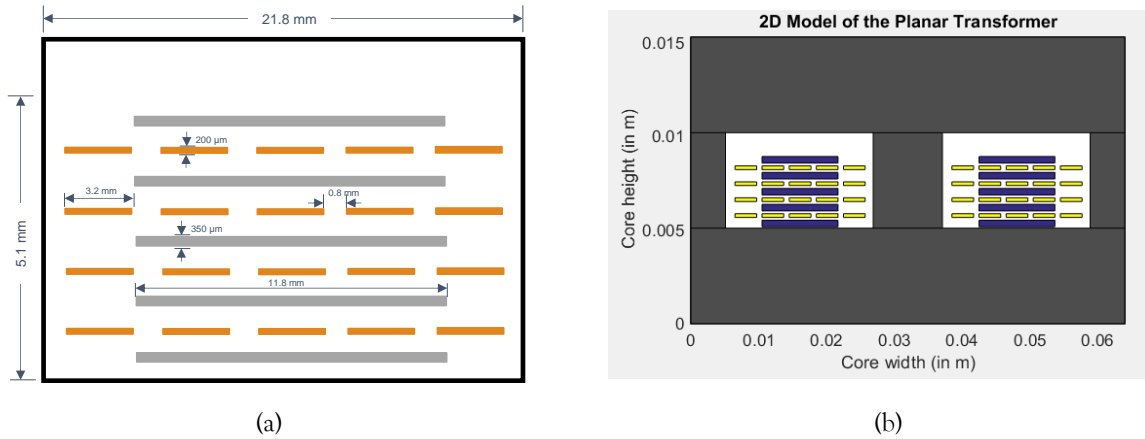


Figure 2.38 : Description des conducteurs dans la fenêtre de bobinage : (a) Positionnement dans la fenêtre et (b) Représentation 2-D du transformateur

Au vu de la description des conducteurs et du noyau choisi, la longueur moyenne d'une spire est estimée à 195mm au primaire et à 250mm au secondaire. A partir de (Eq. 2.26), les résistances DC peuvent être déduites : 102.2mΩ au primaire et 0.21mΩ au secondaire. Notons que pour tenir compte de l'effet de la température sur les résistances des enroulements, celles-ci peuvent être surestimées en calculant la résistance DC avec une conductivité à 100°C (2.92) : Les résistances sont alors de 136.5 mΩ au primaire et de 0.28mΩ au secondaire.

$$\begin{aligned} \sigma_{cu\_100^\circ C} &= \sigma_{cu\_25^\circ C} (1 + 4.3 \cdot 10^{-3} \times \Delta T) \\ \sigma_{cu\_100^\circ C} &= 59.6 \times (1 + 4.3 \cdot 10^{-3} \times (100 - 25)) = 45 \cdot 10^6 \text{ S/m} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 2.105})$$

➤ 4<sup>ème</sup> étape : Estimation des pertes cuivre

Avec les valeurs statiques, les résistances dynamiques peuvent être estimées (Figure 2.39) en utilisant la formulation de Dowell modifiée au primaire (facteur de porosité 0.73) et la formulation de Ferreira modifiée au secondaire (facteur de porosité 0.51).



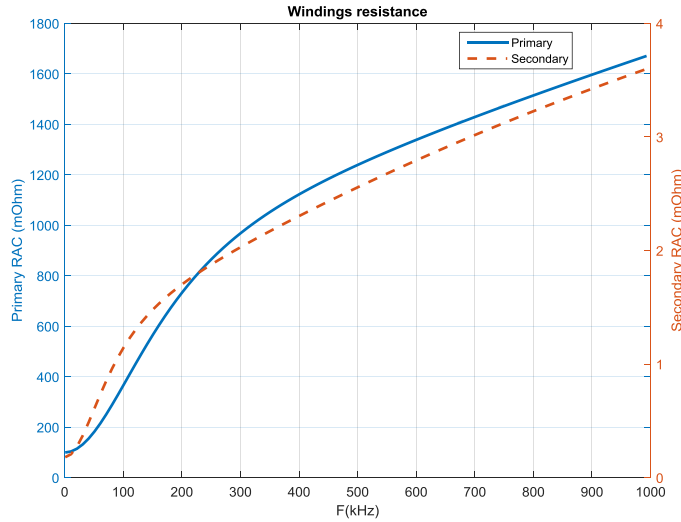


Figure 2.39 : Résistances AC estimées des enroulements à 25°C

Connaissant les courants efficaces dans les enroulements ( $I_{pri} = P_{in}/V_{in} = 5A$  et  $I_{sec} = N \times I_{pri} = 100A$ ), les pertes cuivre peuvent être calculées suivant 2 cas :

- Cas 1 : Calcul au fondamental du courant (fréquence de découpage de l'onduleur pleine onde) :

$$P_{cu}(F_{sw}) = R_{DC} \times I_{DC}^2 + R_{AC}(F_{sw}) \times I^2 \quad (\text{Eq. 2.106})$$

- Cas 2 : Calcul aux fréquences harmoniques :

$$P_{cu} = \sum_{k=0}^{\infty} R(kF_{sw}) \times I^2(kF_{sw}) \quad (\text{Eq. 2.107})$$

$$P_{cu} = R_{DC} \times I_{DC}^2 + \sum_{k=1}^{\infty} R_{AC}(kF_{sw}) \times I_{rms}^2(kF_{sw})$$

Où  $k$  est le rang harmonique

L'alimentation étant alternative, il n'y a pas de composante continue du courant soit  $I_{DC} = 0$ . Les pertes par couches dans le transformateur (calcul au fondamental) sont représentées sur la Figure 2.40. Pour ce transformateur, en raison de l'entrelacement maximal, les pertes sont distribuées de façon homogène sur les couches primaires et sur les couches secondaires.

Une décomposition en série de Fourier (FFT) sur les 5 premiers harmoniques du courant débité par l'onduleur dans le transformateur (Figure 2.37) est représentée sur la Figure 2.41a. La forme d'onde du courant reconstituée avec ces 5 premiers harmoniques, est tracée sur la Figure 2.41b.

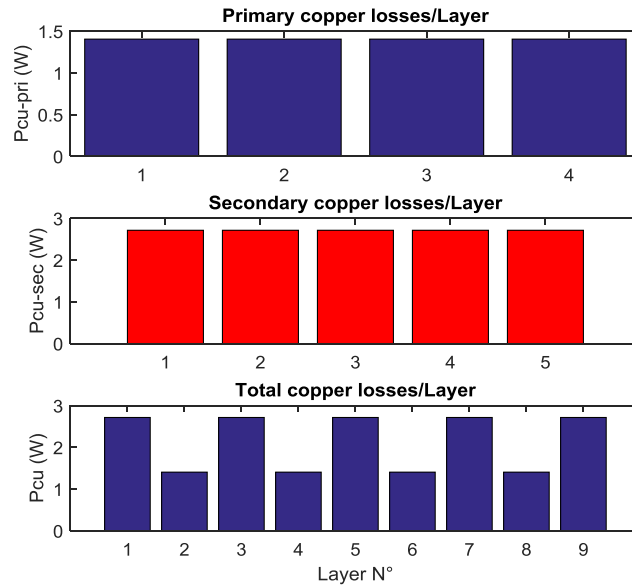


Figure 2.40 : Pertes cuivre par couche (calcul au fondamental)

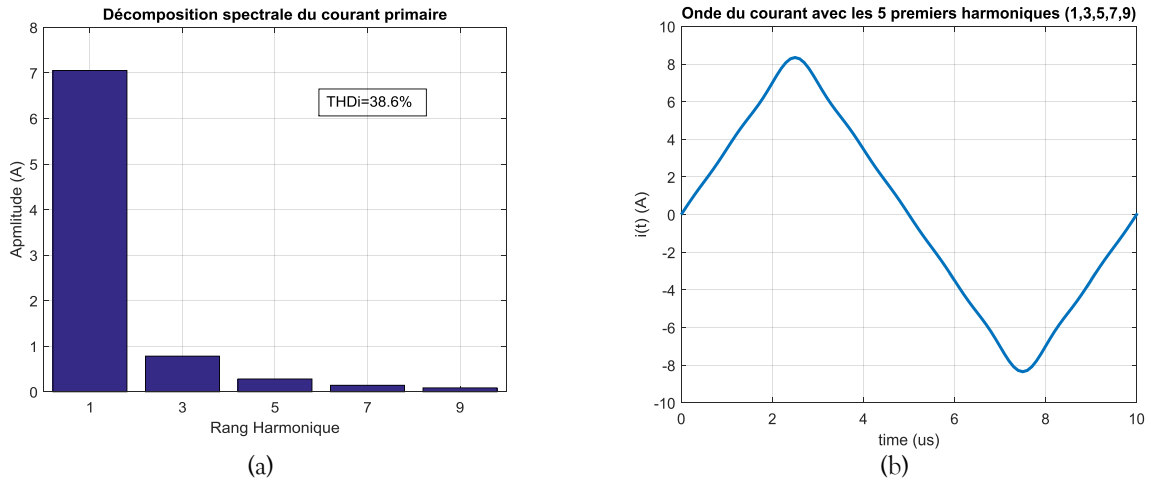


Figure 2.41 : Courant et pertes dans le transformateur : (a) FFT du courant au primaire, (b) Forme d’onde du courant au primaire (5 premiers harmoniques)

En appliquant les 2 cas de calculs précédents, les pertes cuivre totales dans le transformateur sont de :

- Cas 1 (au fondamental) :

$$P_{cu\_totales}(100kHz) = P_{cu\_pri}(100kHz) + P_{cu\_sec}(100kHz) = 9.4 \text{ W} + 10.9 \text{ W} = 20.3 \text{ W} \quad (\text{Eq. 2.108})$$

- Cas 2 (avec 5 harmoniques)

$$P_{cu\_totales} = \sum_{k=1}^9 [P_{cu\_pri}(k \times 100kHz) + P_{cu\_sec}(k \times 100kHz)] = 9.8 \text{ W} + 11.3 \text{ W} = 21.1 \text{ W} \quad (\text{Eq. 2.109})$$

Dans les deux cas, on constate que les pertes cuivre sont plus importantes dans l’enroulement secondaire. Le calcul au fondamental a une erreur absolue d’environ 4% par rapport au calcul avec les 5 harmoniques. Ce cas 1 donne déjà une bonne image des pertes cuivre, en première estimation ce calcul au fondamental est donc suffisant.

➤ 5<sup>ème</sup> étape : Pertes totales et calcul de l'échauffement dans le transformateur

Les pertes totales du transformateur sont ainsi de 26W (Eq. 2.110) pour un rendement du transformateur de 98.7% (Eq. 2.111).

$$P_{tot} = P_{cu} + P_{ferrite} = 21.1 \text{ W} + 4.89 \text{ W} \approx 26 \text{ W} \quad (\text{Eq. 2.110})$$

$$\eta = \frac{P_{in} - (P_{cu} + P_{ferrite})}{P_{in}} = 98.7\% \quad (\text{Eq. 2.111})$$

L'échauffement du prototype est estimé en convection naturelle, à partir d'une expression empirique de la résistance thermique équivalente (Eq. 2.75), avec  $k_{th} = 0.02$  déterminé de façon empirique et  $V_{noyau} = 35.5 \text{ cm}^3$ . La résistance thermique est  $R_{th} = 3^\circ\text{C}/\text{W}$  pour le noyau choisi et ce type de convection. A partir de l'équation de la thermique (2.75), un  $\Delta T$  de  $78^\circ\text{C}$  est obtenu. Pour une température ambiante de  $22^\circ\text{C}$ , la température du transformateur est portée à  $100^\circ\text{C}$ , ce qui est conforme au cahier des charges que l'on s'était fixé.

Les grandeurs induction magnétique crête, pertes, rendement et échauffement sont toutes fonctions de la fréquence  $F_{sw}$ . La Figure 2.42 présente l'évolution de ces différentes grandeurs en fonction de ce paramètre fréquence de découpage. Entre 20 et 40kHz, les pertes fer sont plus importantes que les pertes cuivre car le noyau fonctionne proche de la saturation magnétique. A partir de 60kHz, ce sont les pertes cuivre qui sont majoritaires car les effets de peau et de proximité deviennent plus importants. Nous constatons ainsi qu'en terme de rendement, il existe un point optimum autour de 50kHz. Pour cette fréquence, les pertes cuivre sont proches des pertes dans le ferrite. L'échauffement est lui aussi minimal à 50kHz, autour de  $\Delta T_{min} = 55^\circ\text{C}$ . L'induction crête reste dans une gamme acceptable pour les matériaux ferrites utilisés. A 100kHz, le noyau choisi fonctionne en dehors de la zone de saturation, ce qui permet de limiter ses pertes.

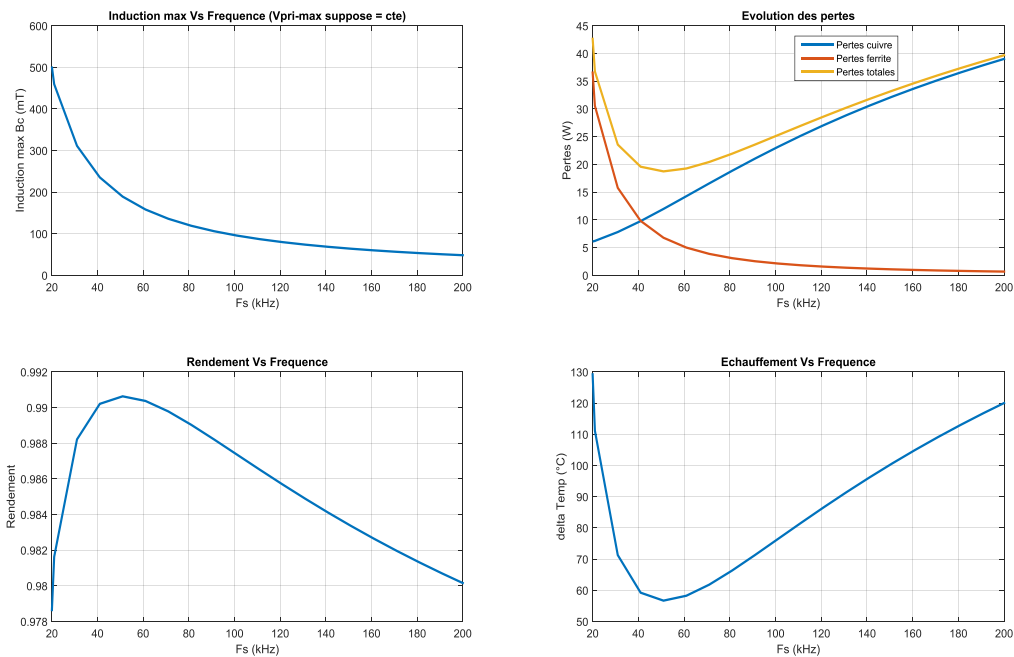


Figure 2.42 : Evolutions fréquentielles de l'induction crête, des pertes, du rendement et de l'échauffement du transformateur.

➤ 6<sup>ème</sup> étape : Détermination des éléments parasites

Enfin, lors de la modélisation analytique, il est possible d'estimer les éléments parasites du transformateur.

L'inductance de fuite  $L_{lk}$  Figure 2.2 du transformateur est déterminée en statique partir du modèle semi-analytique présenté dans la partie précédente [47] [111]. A partir de cette inductance BF, la valeur de la self HF peut être estimée en utilisant le facteur inductif  $F_L$  défini par Dowell (Eq. 2.39), même si l'hypothèse 1-D du champ dans la fenêtre n'est pas vraiment respectée. La Figure 2.43a présente les niveaux d'induction dans la fenêtre du transformateur planar. On peut voir que cette induction est maximale entre les couches primaires et secondaires du transformateur. L'inductance de fuite, vue du primaire et du secondaire, est tracée sur la Figure 2.43b. L'inductance de fuite vue de l'enroulement primaire est, en BF  $L_{BF} = 4.7 \mu H$  et, en HF,  $L_{HF} \approx 4 \mu H @ 100kHz$ .

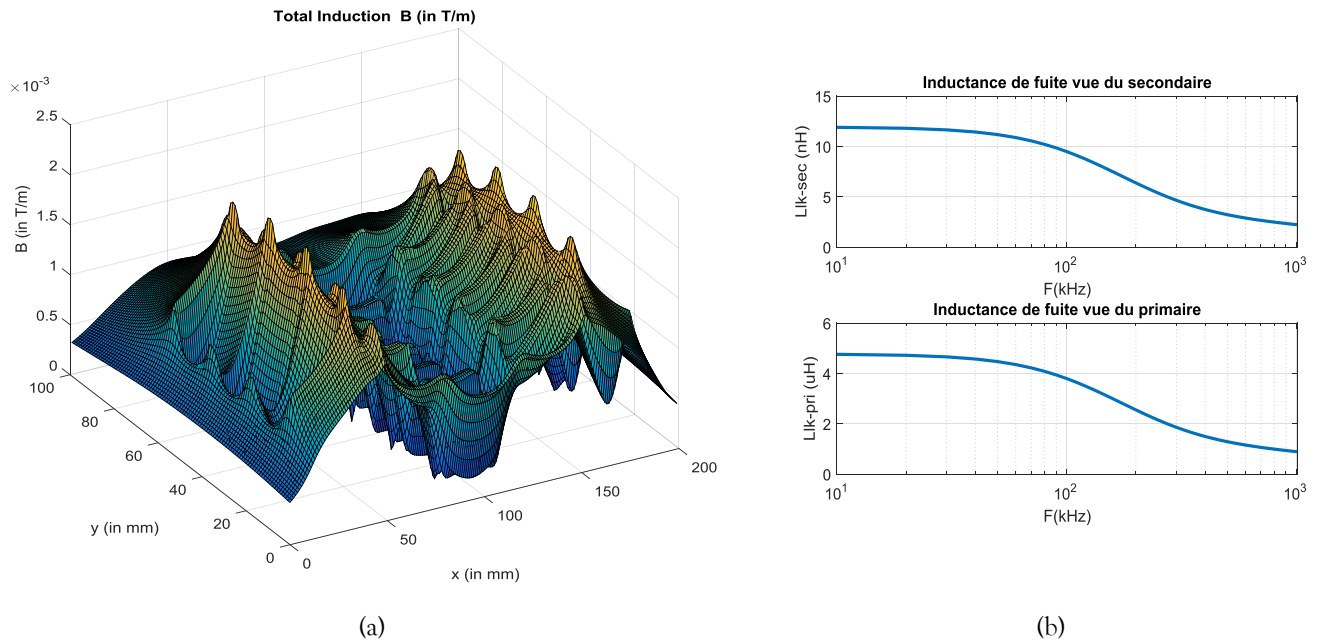


Figure 2.43 : Représentation des fuites magnétiques dans le transformateur : (a) Induction magnétique dans la fenêtre de bobinage et (b) Valeurs des inductances de fuite vue du primaire et du secondaire

Ce dimensionnement pas à pas et la modélisation analytique associée ont permis d'obtenir, en plus du design, des estimations des différentes valeurs des paramètres électriques du prototype de transformateur planar. Une approche numérique par éléments finis 3-D peut être réalisée en parallèle pour comparer, dans un premier temps, les résultats des modèles analytiques, et, par la suite, pour confronter les résultats expérimentaux à ces simulations numériques.

### V.1.c. Comparaison avec la modélisation numérique 3-D

A partir de la description des conducteurs dans la fenêtre de bobinage (Figure 2.38a), une géométrie 3D du transformateur planar (Figure 2.44) est réalisée et simulée avec l'outil Maxwell 3D de ANSYS [32]. Le solveur utilisé est « eddy current » qui permet de modéliser les effets des courants induits dans les enroulements. Le maillage choisi est auto-adaptatif. Il est calculé pour la fréquence du fondamental, le courant d'alimentation étant sinusoïdal à 100kHz. Les enroulements sont alimentés en compensation des ampères-tours, c'est-à-dire, de sorte à annuler le courant magnétisant :

$$I_{sec} = -\eta_{sp} \times I_{pri} \quad (\text{Eq. 2.112})$$

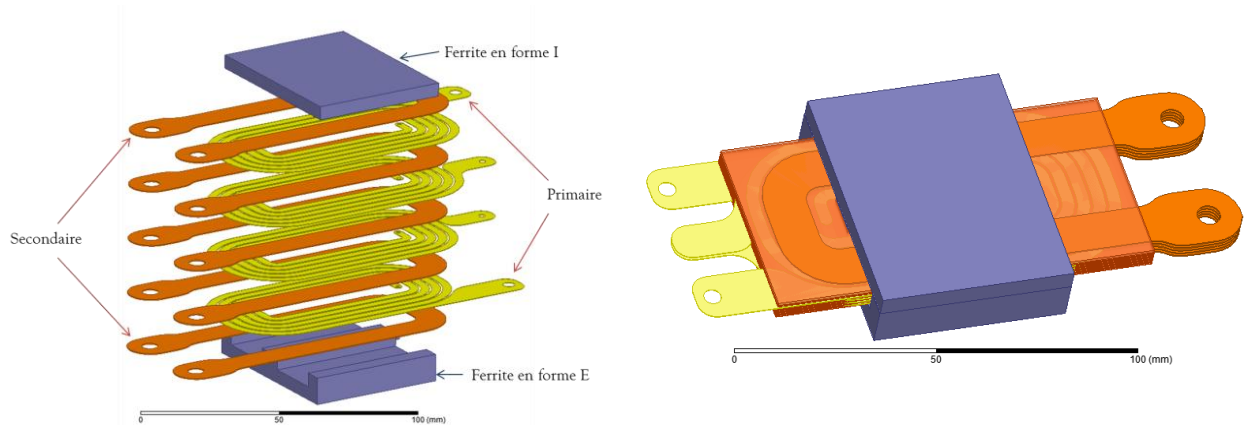


Figure 2.44 : Modèle 3-D du transformateur simulé

Les résistances issues de la simulation éléments-finis sont listées dans le Tableau 2.4 et comparées à celles estimées avec les modèles analytiques. La résistance « DC » est estimée à 100Hz et celle « AC » est calculée à la fréquence du fondamental (à 100kHz).

	Enroulement primaire			Enroulement secondaire		
	FEM 3D	Analytique	Écart (Analytique/3D)	FEM 3D	Analytique	Écart (Analytique/3D)
$R_{DC} (@100Hz)$	105.6 mΩ	102.2 mΩ	3.3%	0.22 mΩ	0.21 mΩ	4.5%
$R_{AC} @100kHz$	316.7 mΩ	360.5 mΩ	-14%	1.2 mΩ	1.085 mΩ	9.6%

Tableau 2.4 : Résistances issues de la simulation 3D et comparaison au modèle analytique

Les valeurs des résistances AC et DC, obtenues par éléments finis 3-D, sont un peu plus importantes que celles obtenues par calcul analytique. Au primaire, l'erreur est de l'ordre de 1.5%, tandis que pour l'enroulement secondaire, l'erreur monte à quasiment 10% à 100kHz. Cette valeur est à relativiser car la résistance estimée reste très faible, de l'ordre du milli ohm. Quoiqu'il en soit, les résistances étant plus élevées via le modèle numérique, il en résulte des pertes cuivre qui sont plus importantes pour le point de fonctionnement à 100kHz.

Connaissant les pertes dans les différents enroulements et dans le noyau magnétique, une simulation thermique peut être effectuée. Le transformateur est supposé être dans un environnement avec un coefficient d'échange convectif  $h=14W/m^2$  [33]. Le refroidissement s'effectue par convection naturelle, en régime permanent, avec une température ambiante de 22°C. Avec les pertes considérées, cette simulation (Figure 2.45) permet d'observer l'échauffement du composant : Le noyau magnétique a un échauffement de  $90^{\circ}C - 22^{\circ}C=68^{\circ}C$ , ce qui est en-dessous du maximum imposé de 120°C et 8°C (soit 12%) en-dessous de 76°C estimé de manière analytique. Enfin, on peut constater que l'échauffement le plus important est localisé au niveau de la connectique secondaire, où la température dépasse la limite imposée pour le noyau magnétique ( $\Delta T_{max} \leq 120^{\circ}C$ ). Cela n'est pas problématique car le cuivre n'a pas les mêmes limites thermiques que le noyau magnétique en ferrite.

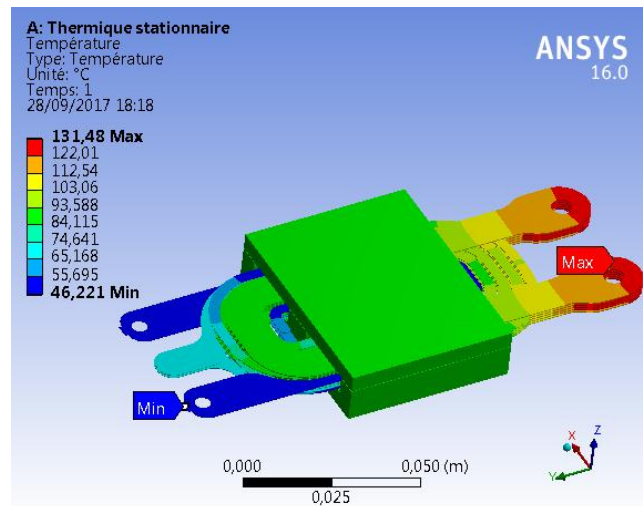


Figure 2.45 : Simulation thermique 3D

## V.2. Conception du prototype

Suite à la phase de dimensionnement du transformateur planar, nous allons maintenant nous intéresser à la phase de conception de ce prototype, dont les enroulements sont réalisés en feuillard. Le prototype a été réalisé via des outils et des machines disponibles dans le FabLab (Fabrication laboratory) de Centrale Lille.

### V.2.a. Quelques mots sur les FabLab

Les premiers FabLabs ont ouvert dans les années 2000. Ces laboratoires/ateliers de fabrication permettent pour toute personne qui le souhaite, de réaliser des prototypes, des dispositifs, des systèmes en s'aidant de machines spécifiques, d'outils performants et du savoir de la communauté FabLab [124]. En 2016, 490 FabLabs étaient recensés dans 72 pays différents [125], mais ce nombre continue de croître très rapidement.

L'émergence des FabLabs est liée à une nouvelle philosophie de conception : « Faites-le vous-même » et « faites-le en local ». L'apparition des techniques d'impression 3-D y est aussi pour beaucoup. L'impression 3-D, aussi appelé « additive manufacturing » consiste à déposer des couches de différents matériaux couche par couche. Cette thématique est très importante à l'heure actuelle et s'applique des micros-systèmes [126] jusqu'à des projets dans l'aéronautique et dans l'industrie automobile [127]. En électronique de puissance, l'impression 3-D a récemment été appliquée aux inductances sans noyau magnétique [128] et inductances planar de faible puissance [129].

### V.2.b. CAO du transformateur

La première phase du prototypage consiste à réaliser les spires à partir d'un outil de CAO (Conception Assistée par Ordinateur). Dans notre cas, nous avons utilisé l'outil Onshape [130] pour réaliser le transformateur. Cet outil nous permet aussi de réaliser des « clips » qui servent à maintenir et serrer les deux parties du noyau magnétique.

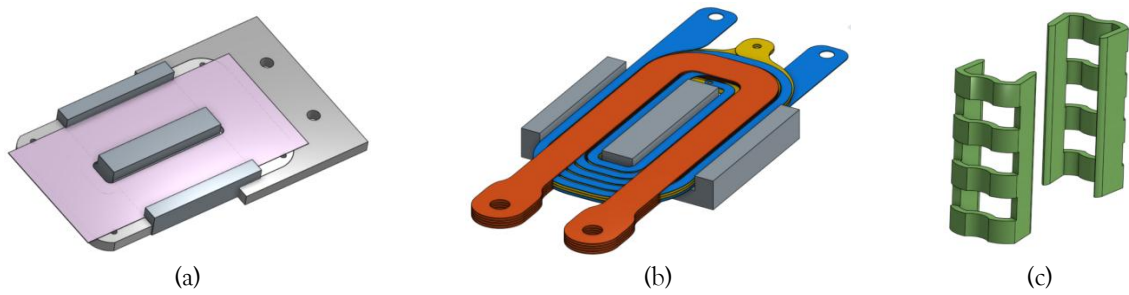


Figure 2.46 : Images 3D de la conception CAO : (a) Feuille de Kapton sur ferrite, (b) Couches de cuivre empilées et (c) Clips de serrage

### V.2.c. Réalisation des différents pièces du transformateur

La Figure 2.47 présente le processus de fabrication des différentes pièces du transformateur planar. Les pistes de cuivre sont découpées dans des plaques de cuivre d'épaisseur 0.2mm pour le primaire (Figure 2.48a) et de 0.35mm pour le secondaire. L'usinage est réalisé à partir d'une fraiseuse numérique et à partir des fichiers de la CAO. Le diamètre de la fraise utilisée varie en fonction de l'isolation et de la largeur des pistes. Dans notre cas, les diamètres utilisés sont de 0.7mm pour les spires primaires et de 1mm pour les spires secondaires. Les clips utilisés sont, quant à eux, réalisés à partir d'une imprimante 3-D (Figure 2.48b). Des feuilles de Kapton de 75 $\mu$ m d'épaisseur sont usinées avec une découpe laser. Elles servent à isoler les couches du transformateur mais aussi à séparer les deux parties de ferrites pour créer l'entrefer.

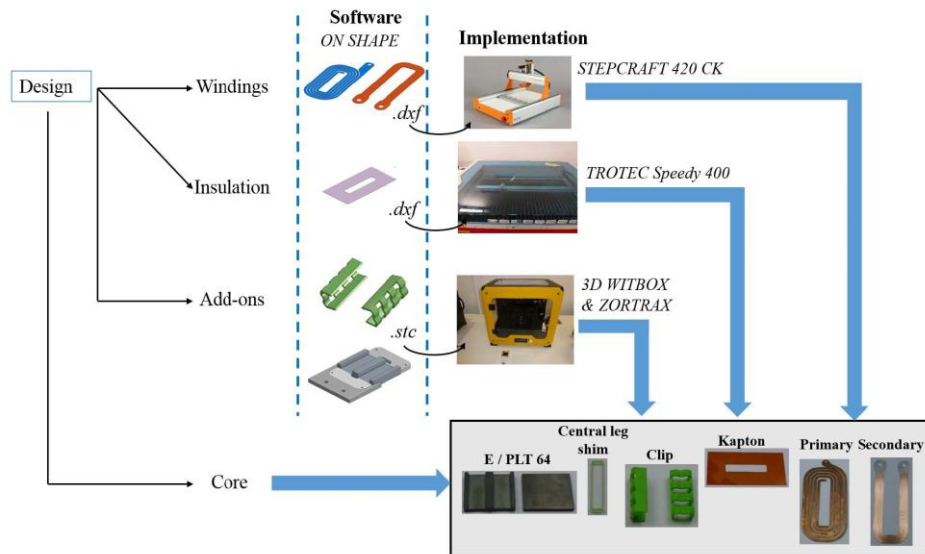
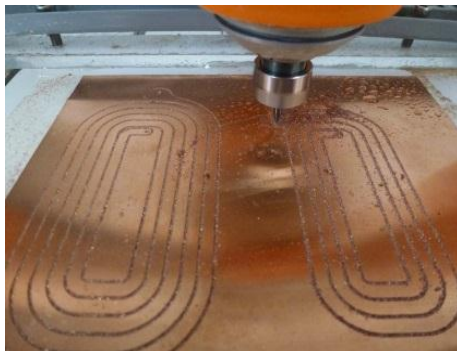
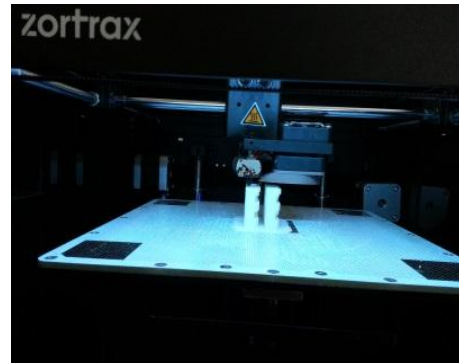


Figure 2.47 : Processus de fabrication des différents éléments du transformateur planar



(a)



(b)

Figure 2.48 : Exemples d'usinage : (a) Découpe des spires primaires et (b) Impression 3D des « clips »

### V.2.d. Assemblage du transformateur

Une fois toutes les parties du transformateur usinées, elles sont assemblées sur le noyau magnétique, couche par couche, en prenant soin de respecter l'agencement des différents enroulements primaires et secondaires (Figure 2.38a), et en les séparant par des feuilles de kapton prédécoupées. Des « guides » sont utilisés pour maintenir les pistes droites et alignées. Des parties en PVC sont usinées et placées au niveau des têtes de bobines pour garder l'ensemble stable sans avoir besoin de coller les différentes couches. La Figure 2.49 présente les différentes étapes de montage du transformateur. La connexion des couches en série doit se faire couche par couche durant l'assemblage. Cette étape peut être délicate et complexe, surtout lorsqu'il y a plusieurs spires par enroulement. C'est aussi pour simplifier cette phase, que nous avons choisi de mettre en parallèle toutes les couches au secondaire.

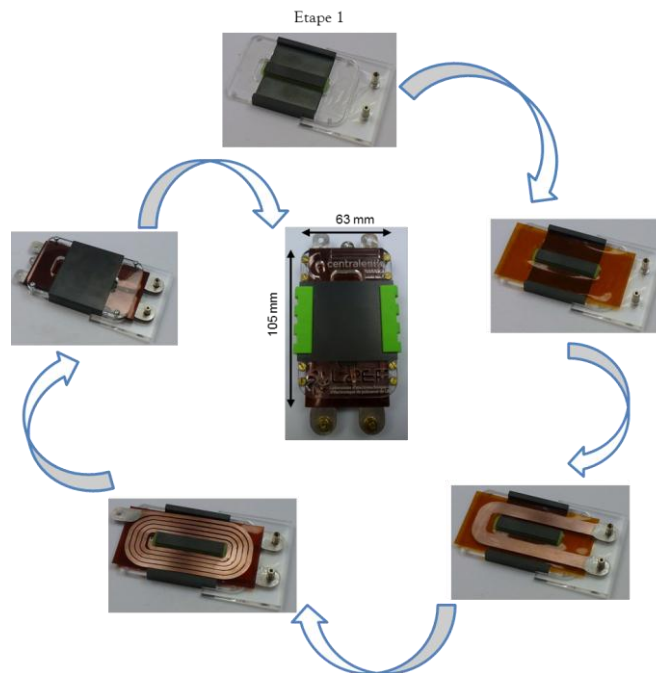


Figure 2.49 : Etapes de du montage du transformateur planar

Le prototype final pèse 245g pour une dimension 105mm\*63mm\*16mm. La densité massique obtenue est d'environ 10kW/kg, ce qui reste dans l'ordre de grandeur des densités massiques disponibles sur le marché [34] [131] [132] [133] [134], en technologie planar, pour cette gamme de puissance.

Le prototype étant finalisé, nous allons maintenant le caractériser pour analyser son comportement et le comparer aux caractéristiques estimées précédemment.

## V.3. Caractérisation du transformateur

Le prototype va maintenant être caractérisé. Après une mesure des résistances DC, l'idée est de pouvoir, dans un premier temps, déterminer les éléments du schéma équivalent de la Figure 2.2 à l'aides de mesures fréquentielles en petit signal. Dans un deuxième temps, le transformateur sera alimenté en puissance pour pouvoir mesurer les différentes pertes et les échauffements associés.

### V.3.a. Mesure des résistances DC

Dans le cas d'un transformateur de forte puissance/basse tension, les impédances mesurées sont généralement de faible valeur. Pour un transformateur abaisseur, les impédances au secondaire sont donc très délicates à mesurer précisément.



Pour avoir une mesure correcte des résistances continues, un micro-ohmmètre est utilisé [135]. Basé sur la méthode des 4 fils (2 fils d’amenée de courant, 2 fils pour mesurer la tension), les mesures sont très précises (erreur de  $0.05\%+30\mu\Omega$  pour une mesure de l’ordre de  $250m\Omega$ ). Les mesures sur le prototype donnent :  $R_{DC-pri} = 111.8 m\Omega$  et  $R_{DC-sec} = 0.198 m\Omega$ . Ces valeurs sont assez proches de celles estimées analytiquement et par éléments finis 3D (Tableau 2.4).

### V.3.b. Caractérisation petit signal

La caractérisation du prototype s’effectue en fréquentiel à l’aide d’un analyseur d’impédance Agilent 4294 A [136]. Les mesures d’impédances (module et phase) sont réalisées sur une large plage de fréquence, de 40Hz à 110 MHz. Etant donné les très faibles valeurs d’impédances, notamment vu du secondaire, une grande précaution doit être prise quant au calibrage du pont d’impédance [47].

#### Principe de la caractérisation

Les caractérisations s’effectuent à vide et en court-circuit sur chacun des enroulements [137]. Les 4 impédances  $Z_{p0}$ ,  $Z_{pcc}$ ,  $Z_{s0}$ ,  $Z_{scc}$  sont définies sur la Figure 2.50a. Pour cette partie, nous allons nous intéresser uniquement à l’identification des éléments de la partie magnétique et des résistances du modèle (Figure 2.50b).

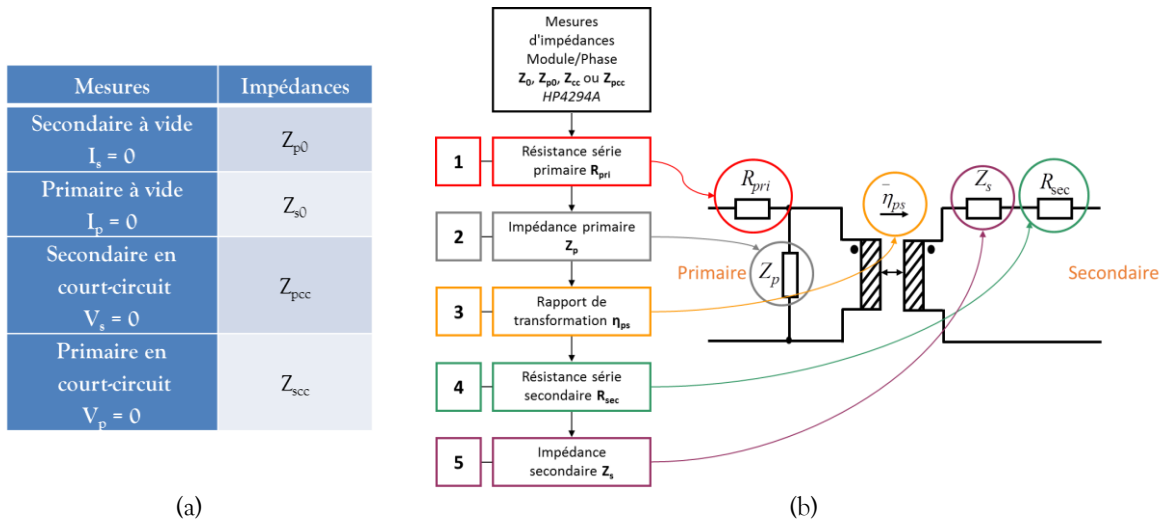


Figure 2.50 : Principe de la caractérisation : (a) définition des impédances et (b) processus d’identification

Une fois que les quatre mesures sont réalisées, il est possible de vérifier que ces mesures sont fiables et non-parasitées par des éléments extérieurs au transformateur. En effet, un transformateur à 2 enroulements est un quadripôle passif. Comme tout quadripôle passif, le rapport de ses 4 impédances à vide et en court-circuit (Eq. 2.113) doit être égal à 1 [47]. Si ce rapport est différent, une erreur s’est produite lors de la mesure (mauvaise compensation, court-circuit non négligeable etc.)

$$ind = \frac{Z_{p0} \cdot Z_{scc}}{Z_{s0} \cdot Z_{pcc}} \quad (\text{Eq. 2.113})$$

#### ➤ Étapes 1 et 4 : Impédance primaire

Les étapes 1 et 4 du processus d’identification (Figure 2.50) permettent de déterminer les résistances série de chaque enroulement. Celles-ci correspondent aux parties réelles des impédances mesurées en court-circuit :

$$\begin{aligned} R_{pri}(f) &= \operatorname{Re}[Z_{pcc}] \\ R_{sec}(f) &= \operatorname{Re}[Z_{scc}] \end{aligned} \quad (\text{Eq. 2.114})$$

Les valeurs DC de ces résistances étant faibles, pour avoir les connaître avec précision, leurs mesures ont été réalisées au préalable à l'aide du micro-ohmmètre. Il reste à déterminer les éléments de l'impédance primaire, le rapport de transformation et les éléments de l'impédance de fuite.

➤ Etape 2 : Impédance primaire

L'impédance  $Z_p$  est obtenue en soustrayant  $R_{DC-pri}$  à l'impédance à vide  $Z_{p0}$  :

$$Z_p = Z_{p0} - R_{DC-pri} \quad (\text{Eq. 2.115})$$

A partir de cette mesure, on montre (cf. Annexe III) que l'inductance magnétisante et la résistance de pertes fer peuvent s'écrire, respectivement, suivant (Eq. 2.116) et (Eq. 2.117).

$$L_m = \frac{|Z_p| \times \sin(\theta)}{w} \times \left(1 + \frac{1}{\tan^2(\theta)}\right) \quad (\text{Eq. 2.116})$$

$$R_f = L_m w \times \tan(\theta) \quad (\text{Eq. 2.117})$$

➤ Etape 3 : Rapport de transformation

Le rapport de transformation du transformateur s'exprime par [47] :

$$\eta_{ps} = \sqrt{\frac{Z_{p0} \times (Z_{s0} - Z_{scc})}{(Z_{p0} - r_p)^2}} = \frac{1}{N} \quad (\text{Eq. 2.118})$$

➤ Etape 5 : Impédance de fuite

L'inductance de fuite, vue du secondaire, peut se déduire en prenant la partie imaginaire de l'impédance vue par le secondaire lorsque l'enroulement primaire est en court-circuit.

$$\begin{aligned} Z_{scc}(f) &= R_{sec}(f) + Z_s(f) \\ l_s(f) &= \operatorname{Im}[Z_{scc}] \end{aligned} \quad (\text{Eq. 2.119})$$

### Mesures

Les 4 mesures  $Z_{p0}$ ,  $Z_{pcc}$ ,  $Z_{s0}$ ,  $Z_{scc}$  sont présentées sur la Figure 2.51, en termes de modules (Figure 2.51a) et de phases (Figure 2.51b). Les mesures semblent « propres » mais quelques commentaires peuvent être faits :

- Les mesures vues du primaire ne présentent pas de défaut ou de bruit.
- En basse fréquence, les mesures, vues du secondaires sont un peu bruitées. Malgré toutes les précautions de mesures (compensation, moyennage...), le niveau de l'impédance (<mOhm) est très faible pour le pont. Les mesures sont, cependant, largement exploitables.
- Aux alentours de 4MHz, on peut remarquer que la phase (Figure 2.51b) des impédances  $Z_{s0}$  et  $Z_{scc}$  passent en dessous de  $-90^\circ$  ou au-dessus de  $90^\circ$ . Ces points sont dus à une surcompensation du pont d'impédance. En effet, l'impédance de compensation devient plus grande que celle mesurée. Etant donné la gamme de fréquence, et l'aspect ponctuel de ce défaut, les mesures ne sont pas remises en cause.

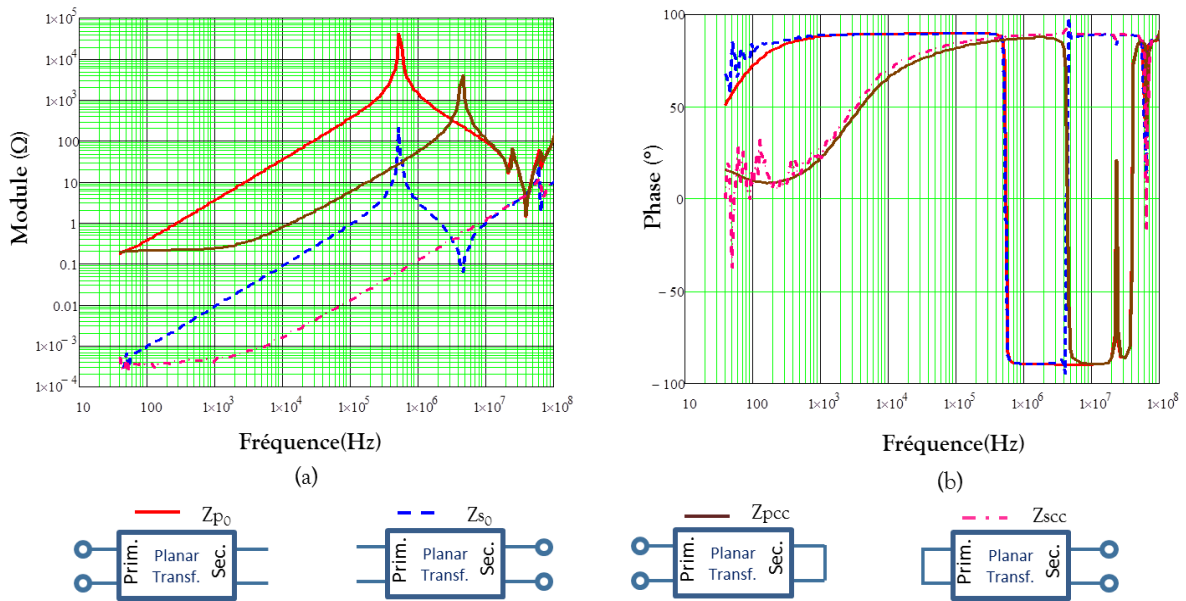


Figure 2.51 : Impédances mesurées au pont d'impédance : (a) Modules (b) Phases

Pour confirmer la fiabilité des 4 mesures d'impédances, l'indice de confiance (Eq. 2.113) est tracé sur la Figure 2.52. Ce tracé montre que les mesures sont fiables sur une large plage de 1kHz jusqu'à la résonance du transformateur aux alentours de 500kHz. Les mesures sont un peu faussées en BF en raison de l'incertitude sur la mesure des résistances vues du secondaire. De plus, l'indice de confiance, bien que proche de 1, n'est pas strictement égal à 1 sur la bande fréquentielle. Ce problème peut être imputé au court-circuit au secondaire. Nous reviendrons sur ce problème dans l'exploitation des résultats.

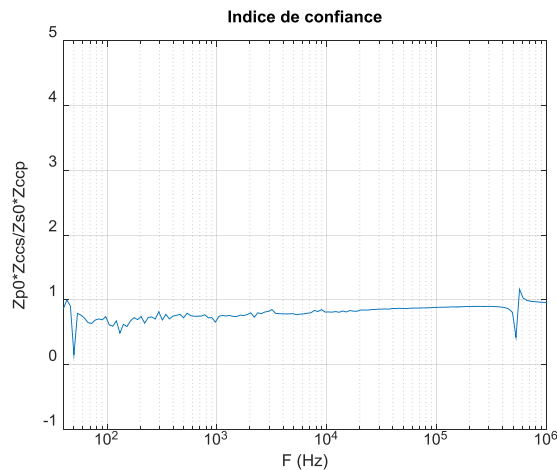


Figure 2.52 : Indice de confiance

### Exploitation des résultats

A partir d'un post-traitement, les différentes impédances complexes mesurées permettent d'obtenir les paramètres du schéma électrique équivalent (Figure 2.2).

La Figure 2.53 présente l'évolution de l'inductance magnétisante (Eq. 2.116) et de la résistance de pertes fer (Eq. 2.117). La valeur mesurée de l'inductance magnétisante (0.56 mH) est proche de celle attendue (0.53 mH), en raison de l'entrefer qui permet de régler cette valeur. Sur la Figure 2.53a, on peut remarquer que l'inductance magnétisante est légèrement décroissante mais cette variation peut être négligée. Cette décroissance est comparée sur la avec celle obtenue avec le modèle de l'(Eq. 2.93). Par

ailleurs, pour des fréquences supérieures à 150kHz, l'aspect capacitif devenant majoritaire devant la partie inductive de la mesure, on ne peut conclure quant à la valeur de l'inductance. Concernant la résistance image des pertes fer (Figure 2.53b), sa valeur croit en fonction de la fréquence, pour atteindre un maximum aux alentours de 500kHz, première fréquence de résonance de l'impédance vue du primaire à vide. Sachant que les pertes fer sont proportionnelles à l'inverse de cette résistance, on retrouve le résultat de la Figure 2.42, les pertes fer diminues avec la fréquence (jusqu'à la fréquence de résonance).

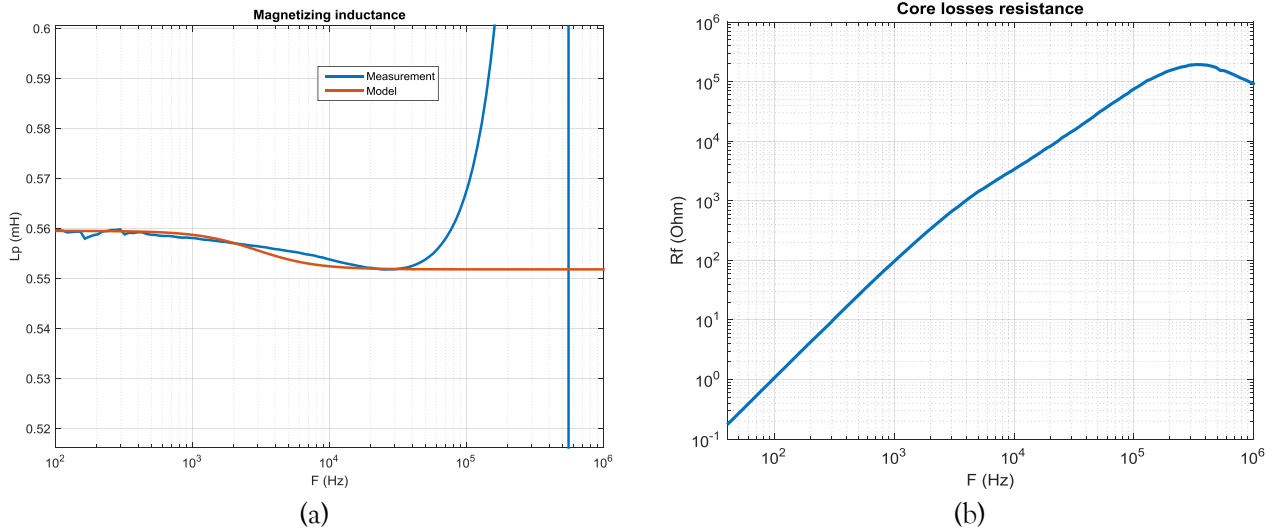


Figure 2.53 : Impédance primaire  $Z_p$  : (a) Inductance magnétisante et (b) Résistance de pertes fer

Le tracé du rapport de transformation ( $N$ ) sur la Figure 2.54 permet de vérifier sa valeur sur une large plage fréquentielle. Là aussi, la mesure est faussée en BF (jusqu'à 1kHz ici), à cause de l'incertitude, sur la mesure des impédances secondaires. Puis, la valeur du rapport de transformation est constante et égale à 20 ( $\eta_{ps} = 0.05$ ) jusqu'à la fréquence de résonance à partir de laquelle le mesure n'est plus exploitable.

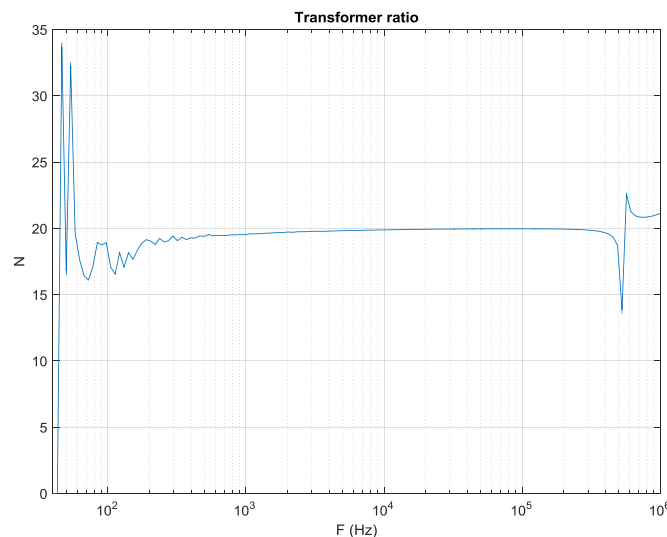


Figure 2.54 : Rapport de transformation

L'évolution de l'inductance de fuite en fonction de la fréquence est tracée sur la Figure 2.55. Avant 1kHz, une forte décroissance est observée. Cette dernière peut être justifiée par la mesure en BF vue du primaire, de la partie inductance magnétisante qui vient masquer l'inductance de fuite. A partir

de 600Hz environ, la courbe change d'allure et la décroissance ralentit. La valeur BF de l'inductance de fuite est définie à partir de ce point.

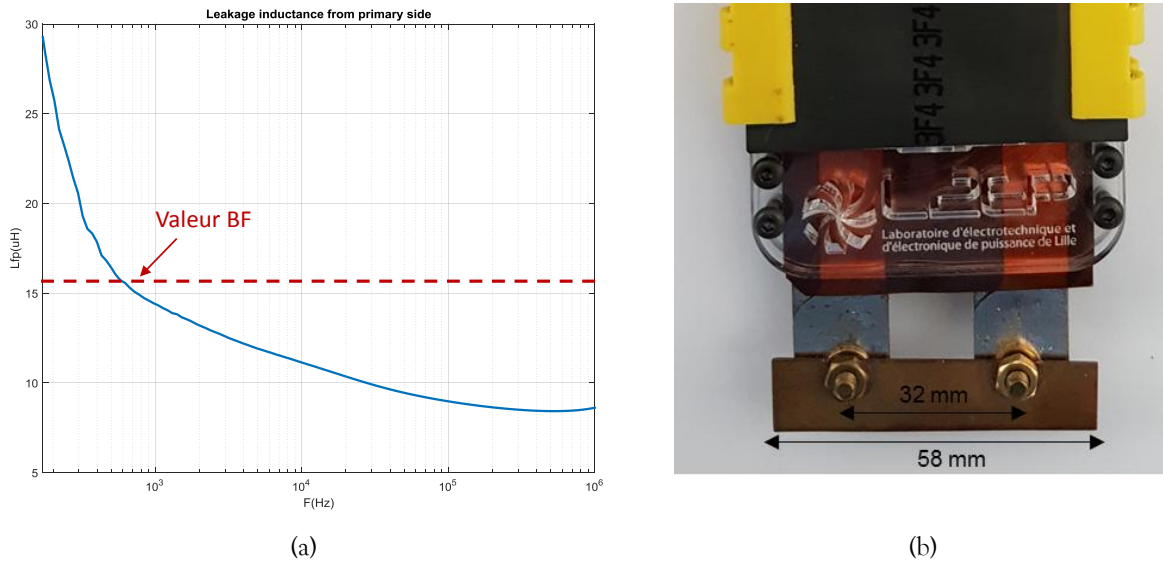


Figure 2.55 : Mesure des fuites du transformateur : (a) Inductance de fuite vue du primaire et (b) Court-circuit au secondaire

L'inductance de fuite BF, vue du primaire, est proche de  $16\mu\text{H}$ . Cette valeur est faible devant l'inductance magnétisante, de l'ordre de 3%. Cependant, la valeur mesurée est beaucoup plus importante que l'évaluation analytique qui donnait une valeur de  $4.7\mu\text{H}$ . Cette surestimation est, en partie, due au court-circuit utilisé au secondaire. En effet, ce dernier est réalisé à partir d'un conducteur plat en cuivre de 5.8 cm avec un écart entre les 2 bornes du secondaire de 3.2 cm (Figure 2.55b). En considérant que ce conducteur introduit une inductance de maille d'environ  $10\text{nH/cm}$ , cela équivaut au primaire, à une inductance supplémentaire en BF de :

$$(32 \times 10^{-9}) \times 20^2 = 12.8\mu\text{H} \quad (\text{Eq. 2.120})$$

La self de fuite peut donc être déduite :

$$16\mu\text{H} - 12.8\mu\text{H} \approx 3.2\mu\text{H} \quad (\text{Eq. 2.121})$$

Cette valeur avait été estimée à  $4.7\mu\text{H}$  en BF (Figure 2.43), soit une erreur de 30% par rapport la mesure. Pour obtenir la valeur exacte de l'inductance de fuite, une caractérisation précise du bus bar est nécessaire pour retirer sa valeur d'inductance à celle mesurée au primaire. Le manque de précision peut, ici, aussi être imputé à la phase de conception, notamment lors de l'assemblage manuelle des couches. En effet, lors de cette phase, il est difficilement possible de garantir la position exacte des conducteurs, de même que l'épaisseur exacte des isolations entre les couches. Ces incertitudes ont donc inéluctablement un impact sur la précision de l'estimation de l'inductance de fuite.

L'évolution des résistances des enroulements, en fonction de la fréquence, peut être déduite des mesures d'impédances en court-circuit. Pour la résistance secondaire, les mesures sont directement exploitables. En effet, lors de la mesure de  $Z_{sc}$ , la résistance primaire est ramenée au secondaire en étant divisée par l'inverse du rapport de transformation au carré ( $N^2$ ). Sa valeur reste donc négligeable devant celle du secondaire. Les Figure 2.56 a et b présentent, respectivement, l'évolution de la résistance secondaire et du facteur résistif (1.15) en fonction de la fréquence. Sur ces figures, les mesures sont comparés aux estimations données par les modèles analytiques.

Pour ce qui concerne l'enroulement primaire, la résistance mesurée est bien plus importante que celle attendue. Ceci s'explique par le fait que la résistance mesurée au primaire, lorsque le secondaire est court-circuité, correspond à une résistance globale, ramenée au primaire, qui prend en compte les résistances primaire, secondaire et de court-circuit, si cette dernière n'est pas négligeable. Après traitement de la mesure (2.109), on peut donc revenir à la valeur de l'enroulement primaire seul. Les Figure 2.56 c et d présentent l'évolution de la résistance primaire après post-traitement, ainsi que celle du facteur résistif primaire associé.

$$R_{AC\_pri\_mesurée} = R_{AC\_pri\_réelle} + N^2 \times (R_{AC\_sec} + R_{cct}) \quad (\text{Eq. 2.122})$$

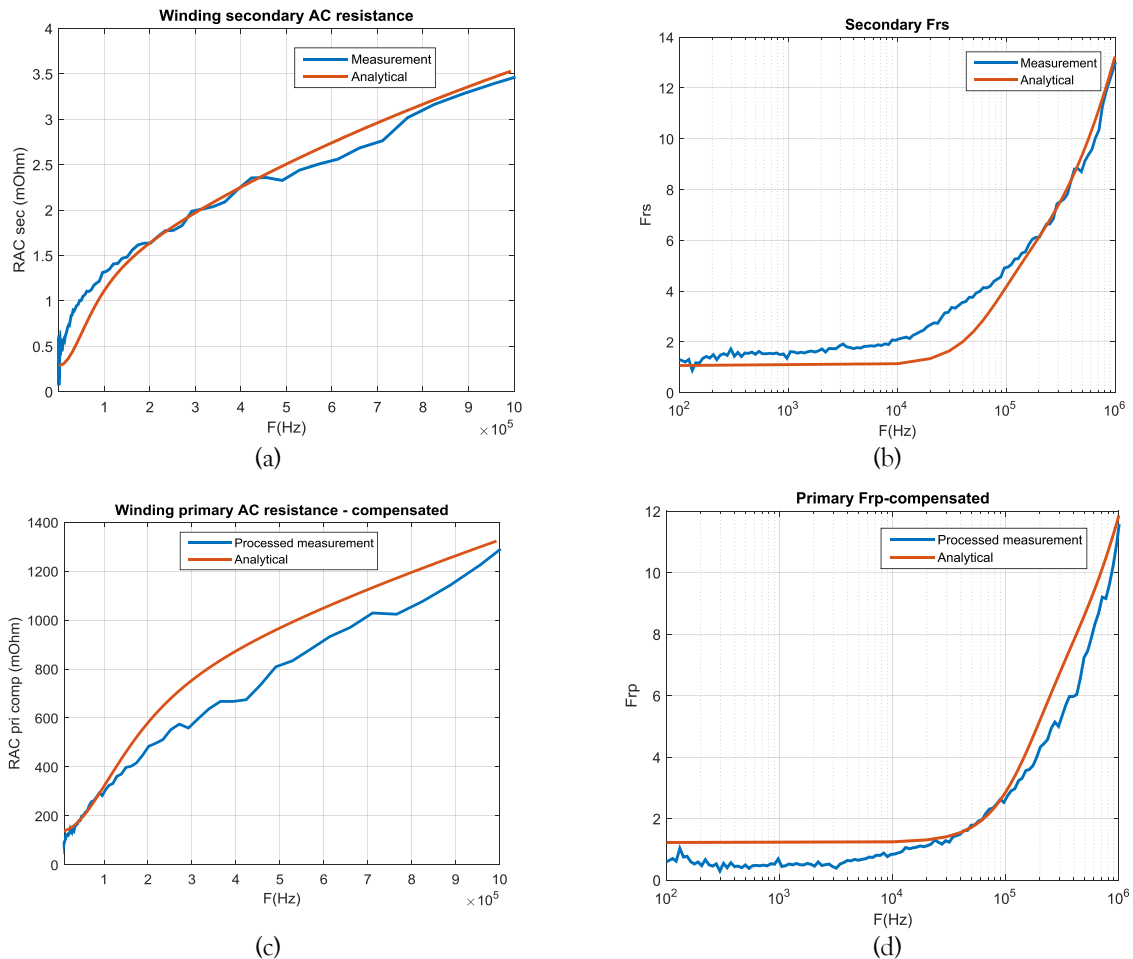


Figure 2.56 : Résistances AC et facteurs résistifs – Comparaison mesure/estimation : (a) Résistance de l'enroulement secondaire, (b) Facteur résistif au secondaire, (c) Résistance de l'enroulement primaire et (d) Facteur résistif au primaire

Sur ces différents graphiques, on retrouve les ordres de grandeurs de l'estimation analytique (Figure 2.39). L'écart entre estimation analytique et mesure peut s'expliquer, d'une part, par la surestimation de la résistance analytique avec une conductivité prise à 100°C. En comparant les facteurs résistifs primaire et secondaire, on en déduit qu'il y a plus de courants induits dans les conducteurs secondaires à cause de leurs dimensions et de la mise en parallèle de ceux-ci.

La caractérisation petit signal ou fréquentielle nous a permis de déterminer les paramètres du schéma électrique équivalent du transformateur. Ce type de caractérisation n'est pas suffisant car l'aspect

perdes et comportement thermique ne peut pas être testé en petit signal. Des tests en puissance sont donc nécessaires.

### V.3.c. Essais en puissance

Pour ces essais en puissance, le transformateur est connecté en sortie de l'onduleur HF (Figure 2.36). Les mesures en puissance se font au primaire du transformateur avec une pince de courant et une sonde différentielle de tension. Les formes d'ondes et les valeurs sont relevées sur un oscilloscope. La Figure 2.57 présente le banc expérimental, avec ses différents éléments.

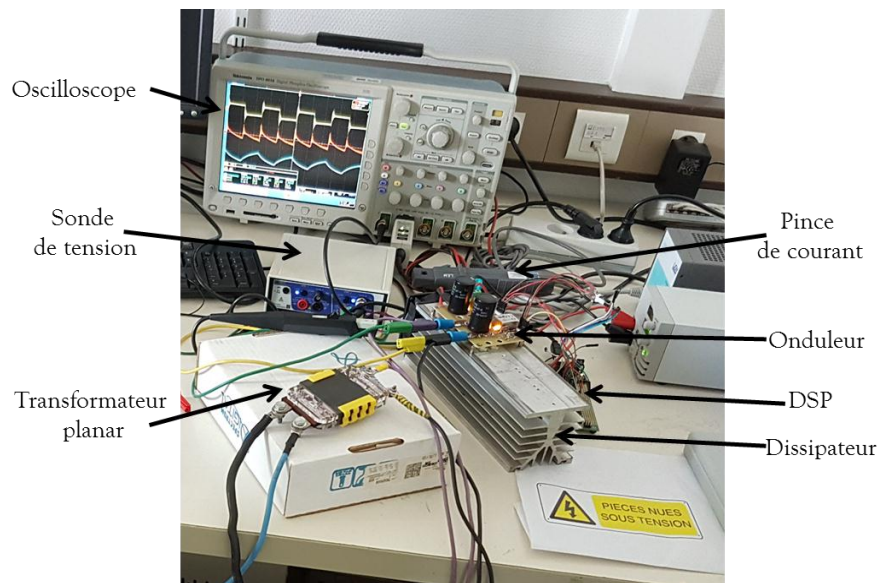


Figure 2.57 : Banc expérimental

#### Essai à vide

Les premiers essais se font à vide pour déterminer les pertes magnétiques. La Figure 2.58a présente les formes d'ondes (Tension, courant et puissance) au primaire du transformateur. Une image thermique de cet essai à vide est relevée sur la Figure 2.58b. Cette mesure est réalisée avec une caméra infrarouge Fluke Ti95 [138].

D'après les relevés, les pertes magnétiques valent  $P_0 = 4.6 \text{ W}$ . Ces pertes sont proches des  $4.8 \text{ W}$  maximum spécifiées par le fabricant car la température du noyau reste proche de celle de la température ambiante. En utilisant la résistance thermique équivalente calculée de  $3^\circ\text{C}/\text{W}$ , ces pertes mènent à un échauffement de  $13.8^\circ\text{C}$ , soit une température de noyau de  $37.5^\circ\text{C}$  (température ambiante lors de la mesure :  $23.7^\circ\text{C}$ ). Cette température estimée est inférieure de 13% par rapport au  $43^\circ\text{C}$  mesurée (Figure 2.58b).

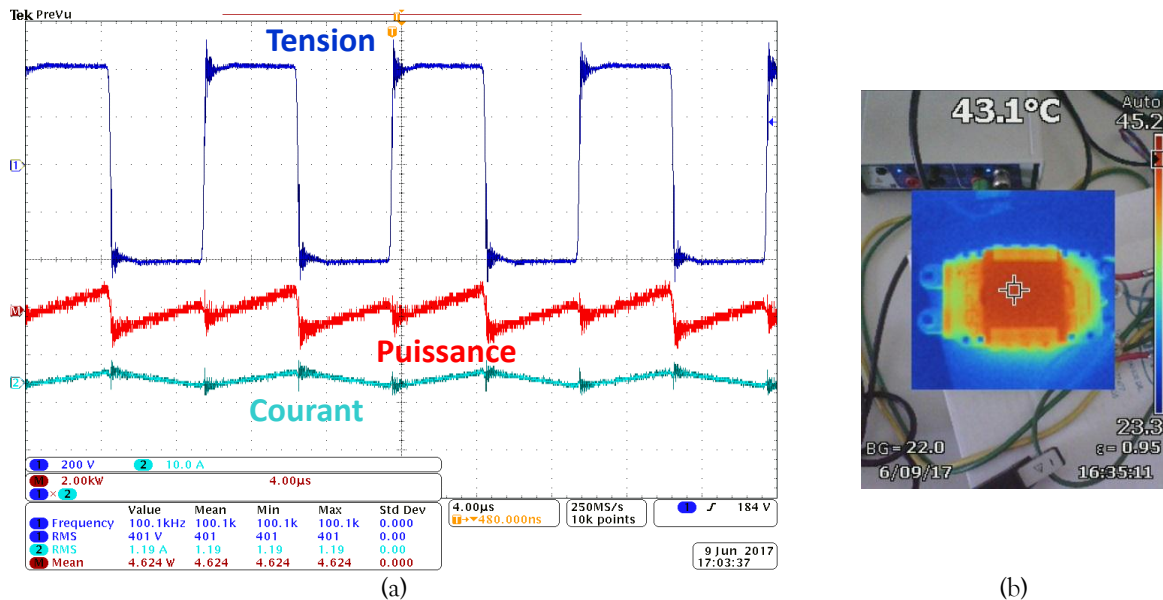


Figure 2.58 : Essai à vide : (a) Formes d'ondes au primaire et (b) Mesure de la température avec caméra infrarouge

### Essai en court-circuit

Le deuxième essai est réalisé avec le transformateur en court-circuit. La tension est réduite à environ 10% de la tension primaire nominal. On suppose donc que les pertes dans le ferrite sont négligeables et que les pertes sont uniquement dans les enroulements. La Figure 2.59a présente, comme précédemment, les différentes formes d'ondes de cet essai tandis que l'image thermique du transformateur est affichée sur la Figure 2.59b.

La puissance mesurée vaut  $P_{cc} = 23.7 \text{ W}$  soit une erreur de 11% par rapport aux pertes cuivre estimées à, environ 21.1W. En reprenant là aussi la valeur de la résistance thermique calculée, on obtient un échauffement théorique de 63.3°C, donc une température du noyau de 86.7°C (pour 23.4°C de température ambiante). L'estimation de la température du noyau est 13% inférieure à la température mesurée. On peut aussi noter sur l'échelle de mesure de cette température qu'il existe un point chaud à 134°C côté secondaire, ce qui confirme l'observation de la simulation 3D effectuée sur la Figure 2.45. Une attention particulière doit donc être portée sur cet enroulement secondaire, par exemple pour la connecter à une charge.



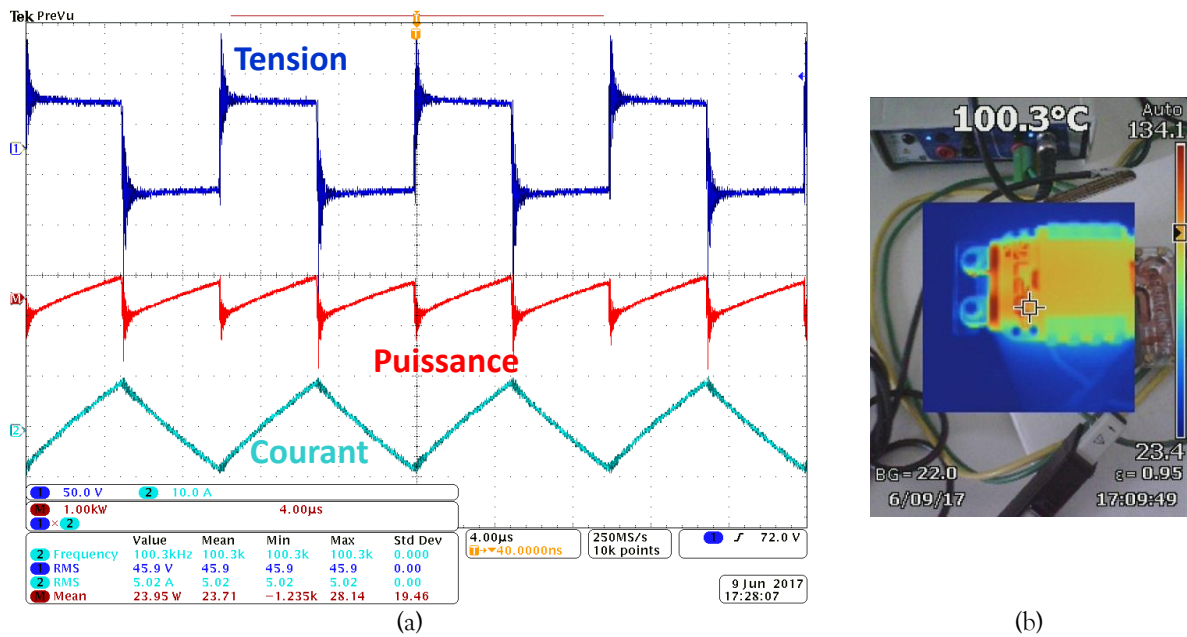


Figure 2.59 : Essai en court-circuit : (a) Formes d’ondes au primaire et (b) Mesure de la température avec caméra infrarouge

### V.3.d. Discussion

La caractérisation sur le pont d’impédance permet, dans un premier temps, d’obtenir les éléments d’un schéma électrique équivalent et de les comparer à ceux de la modélisation et/ou du dimensionnement. Cette caractérisation nécessite toutefois de prendre quelques précautions par rapport aux mesures qui vont être effectuées (court-circuit, compensation...), de même que pour l’interprétation de celles-ci. L’avantage de cette mesure au pont d’impédance est qu’elle ne nécessite pas d’alimentation de puissance pour tester le composant, elle peut dans ce cas être qualifiée de méthode non-destructive. Néanmoins, comme nous sommes en électronique de puissance, les composants sont en pratique soumis à des courants importants. Cela permet d’évaluer leur comportement dans des conditions de fonctionnement, et notamment à évaluer leur échauffement, ce qui ne peut se faire avec un pont d’impédance. Toutefois, avec des prototypes de composants planar en feuillard, il est difficile d’assurer l’isolation entre les pistes adjacentes. Cela requiert des précautions particulières lors des essais en puissance pour éviter tout risque de court-circuit entre les pistes, ce qui peut conduire à un échauffement excessif du composant, destructeur pour le diélectrique et le noyau magnétique.

Enfin, cette partie caractérisation/essai en puissance a permis de valider :

- Nos choix de modèles.
- Notre approche de dimensionnement.
- Les performances du prototype.

## VI. CONCLUSION

Ce chapitre a présenté les différents modèles analytiques utilisés pour dimensionner un composant magnétique planar HF, et en particulier un transformateur.

A partir des équations fondamentales de Maxwell, sous certaines hypothèses, l'équation du champ a été résolue pour établir l'influence de la fréquence sur la résistance d'un conducteur rectangulaire (effet de peau). Puis, les méthodes de Dowell et de Ferreira ont été présentées et comparées. Elles permettent de calculer des effets de peau et de proximité dans des conducteurs méplats soumis à un champ unidimensionnel. Nous avons retenu ces deux méthodes et les utilisons selon la valeur du facteur de porosité. De même, les principales formulations de calcul des pertes fer basées sur la formulation de Steinmetz ont été décrites. Au final, nous avons utilisé la méthode de Mulder qui prend en compte la température du circuit magnétique. Différents modèles de résistance thermique permettant l'évaluation de l'échauffement du composant ont également été développés. Pour l'outil de dimensionnement, dans un premier temps, nous avons privilégié une formulation empirique plus simple et plus rapide à appliquer.

Les différentes méthodes choisies sont analytiques, la modélisation numérique par éléments finis n'est utilisée qu'en complément car gourmande en temps de calcul. Des feuilles de calcul Matlab et Mathcad ont ainsi été développées, intégrant ces différents modèles et méthodes. Ces feuilles de calculs sont des outils d'aide à la décision pour le concepteur, et ce, du dimensionnement à la caractérisation du transformateur.

Un cas d'application basé sur un entrelacement maximum des bobinages a été présenté pour valider la démarche proposée. Dans cet exemple de dimensionnement les différentes étapes ont été détaillées, de la modélisation aux essais en puissance, en passant par la réalisation du composant en feuillard et la caractérisation fréquentielle des éléments du schéma équivalent du transformateur.

## *CHAPITRE 3 : Réduction des pertes cuivre par combinaison de formes de spires*

*"La connaissance s'acquiert par l'expérience, tout le reste n'est que de l'information."*

Albert Einstein

## I. INTRODUCTION

Dans un processus de dimensionnement de composants magnétiques, de nombreux paramètres sont fixés par le concepteur lui-même, en se basant sur son expérience, sur des modèles, où encore sur des règles standard ou intuitives. Parmi ces dernières, on peut citer : remplir la fenêtre de bobinage au maximum, entrelacer au maximum, ne pas utiliser des pistes à « coins carrés », rechercher une égalité entre les pertes cuivre et les pertes fer... Généralement, dans ce processus de dimensionnement, les concepteurs fixent ainsi les dimensions, le type et la géométrie des conducteurs en fonction du noyau utilisé, en travaillant principalement sur le design de la fenêtre de bobinage. La disposition des conducteurs en 2-D, dans la fenêtre de bobinage, n'est donc pas laissée au hasard. Par exemple, pour limiter les effets de proximité, majoritaires dans un transformateur HF, l'entrelacement des différents enroulements est nécessaire. L'effet de la 3<sup>ème</sup> dimension et notamment des pistes de cuivre hors du circuit magnétique n'est que rarement pris en compte.

Dans un contexte aéronautique, la densité de puissance est un critère important, tout comme la masse des différents composants et systèmes. En partant de ces objectifs de réduction de volume et de masse, combiné à un accroissement des rendements des transformateurs HF, il semble intéressant de ne négliger aucune partie du bobinage du transformateur et de s'intéresser, plus spécifiquement, au design des conducteurs hors du circuit magnétique.

Ainsi, ce chapitre présente une étude approfondie de l'impact de la forme des pistes (PCB ou conducteurs méplats) sur les pertes cuivre HF d'un transformateur planar. Trois formes standards de pistes (carrée, trapézoïdale et ronde) sont utilisées et combinées pour identifier des sources potentielles de gain en termes de pertes cuivre HF. Leur impact sur les éléments parasites du transformateur est aussi discuté.

Après avoir comparé deux types de noyau planar (EE et ER) dans une optique d'augmentation de la densité de puissance, la première partie de ce chapitre permet de poser le problème et de décrire les formes étudiées et la méthodologie d'analyse associée.

Dans la deuxième partie, un cas test de transformateur planar constitué de 2 couches de PCB est étudié. L'impact des formes de spires, ainsi que les différents paramètres du PCB telle l'épaisseur des couches de cuivre et l'épaisseur de l'isolant FR-4 sont analysées et quantifiées par simulations éléments-finis 3-D. Des prototypes sont ensuite réalisés et testés en petit signal et en puissance pour confirmer les résultats obtenus par simulations.

Dans la dernière partie, les résultats obtenus pour un transformateur 2 couches PCB sont étendus à des transformateurs planar multicouches en technologie feuillard. Les transformateurs ainsi dimensionnés donneront alors une bonne image des gains potentiels (pertes cuivre HF et thermique) pouvant être obtenus par utilisation judicieuse de certaines formes des spires.

## II. DESCRIPTION DU PROBLEME

Comme nous l'avons mentionné dans l'introduction, l'objectif de ce chapitre est de travailler sur l'augmentation de la densité de puissance et la réduction des pertes cuivre HF dans les transformateurs planar, en agissant sur le design des différents enroulements.

Avant de s'intéresser plus spécifiquement aux différentes formes possibles de bobinage sur PCB ou en technologie feuillard, il convient de fixer un cas d'étude pertinent, en lien avec cette augmentation de densité de puissance. Le point central des transformateurs planar étant le noyau magnétique, il est nécessaire de définir le problème autour de ce dernier. Pour ces travaux de thèse, nous nous sommes volontairement limités à l'utilisation de circuits magnétiques disponibles sur le marché. Ce choix entraîne un nombre restreint de produits avec, finalement, peu de degrés de liberté.

### II.1. Noyaux planar EE vs planar ER

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, les noyaux planar sont disponibles en matériaux ferrites dont les propriétés varient en fonction de leur composition chimique [20]. Parmi les quatre types de noyaux pouvant être utilisés en technologie planar (EE, ER, EQ et PQ, cf. Figure 1.15) les deux noyaux pouvant correspondre à des applications de plusieurs kilowatt, tout en garantissant une densité de puissance importante, sont les noyaux de type planar EE et planar ER.

Afin de comparer ces deux types de noyaux, deux transformateurs à deux enroulements sont dimensionnés pour une puissance maximale de 5kW, avec les mêmes contraintes électriques :

- Type de convertisseur : Triple Active Bridge (DC/DC)
- Tension primaire :  $540V_{\text{eff}}$
- Courant primaire :  $8.6A_{\text{eff}}$
- Fréquence : 100kHz
- Rapport de transformation : 0.05

Pour une telle puissance et cette gamme de fréquence, les seuls noyaux magnétiques utilisables sont les plus volumineux de chaque famille. Ainsi, chez Ferroxcube [21], seuls les noyaux EE64 et ER64 (cf. Tableau 1.4) peuvent être utilisés. A noter que pour ces noyaux ferrites, le 64 correspond à la largeur du circuit magnétique en mm. La Figure 3.1 compare la géométrie de ces deux transformateurs planar en précisant leurs dimensions et le type d'enroulement associé.

Sans détailler la partie dimensionnement des deux transformateurs, ces derniers sont modélisés par éléments finis 3-D à l'aide de l'outil Maxwell 3D [32]. Pour la puissance maximale, les résultats de simulation sont comparés en termes de pertes cuivre (pertes majoritaires), de masse et de volume du noyau magnétique. Les différentes valeurs sont listées dans le Tableau 3.1. Dans ce tableau, les valeurs pénalisantes sont marquées en couleur **rouge** tandis que celles plus favorables apparaissent en **vert**.

On peut constater que pour des mêmes conditions de fonctionnement, les pertes cuivre sont différentes dans les deux transformateurs. Ces dernières sont plus importantes pour le transformateur de type EE. Cette différence s'explique notamment par la forme des spires qui tournent à angles droits autour du noyau magnétique. Ce type d'enroulement conduit à une plus grande longueur de spires et donc à une résistance plus importante que dans le cas ER où les enroulements tournent de manière circulaire autour de la jambe centrale ronde (Figure 3.1).

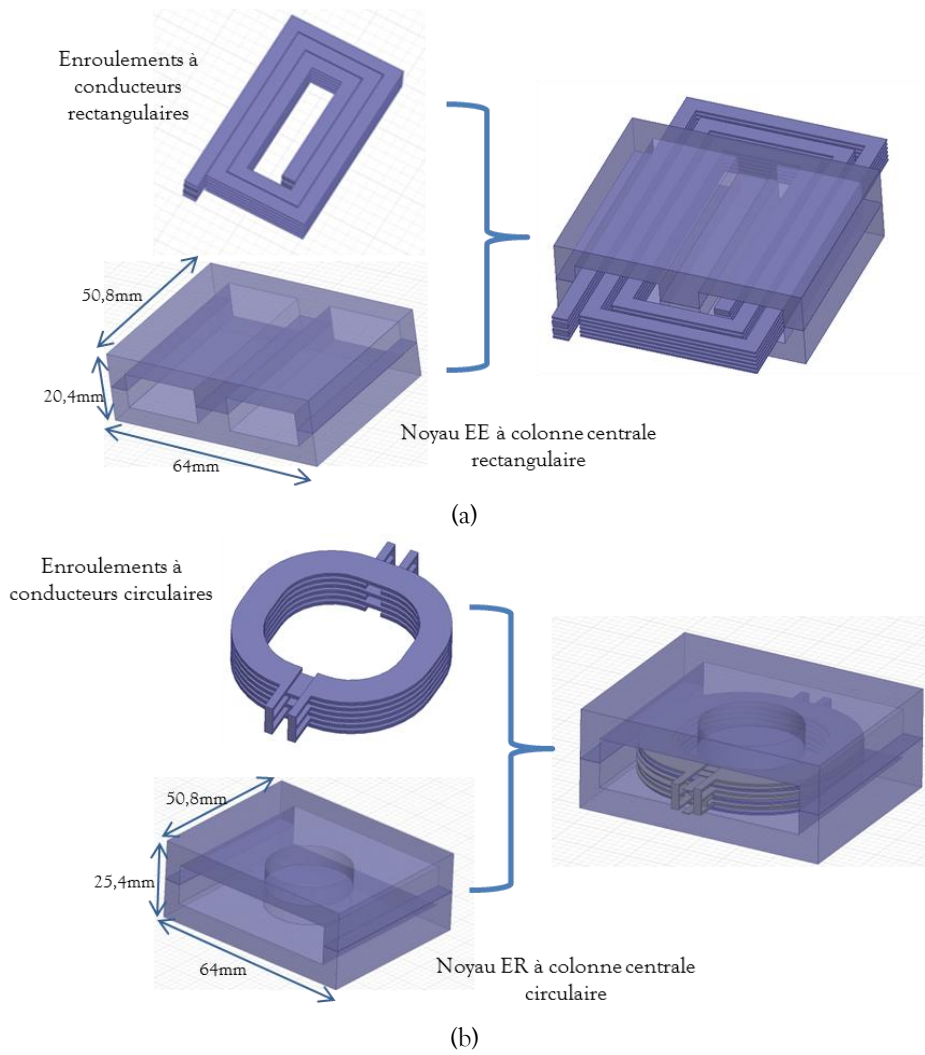


Figure 3.1 : Noyaux magnétiques et formes des enroulements pour deux transformateurs planar : (a) planar EE64 et (b) planar ER64

Format de noyau		EE64	ER64
Induction crête (mT)		184	170
Résistances de l'enroulement primaire et facteur résistif	En BF	106 mΩ	77 mΩ
	@100 kHz	416 mΩ	323 mΩ
	F <sub>rp</sub>	3.9	4.1
Résistances de l'enroulement secondaire et facteur résistif	En BF	0.4 mΩ	0.3 mΩ
	@100 kHz	1.8 mΩ	1.3 mΩ
	F <sub>rs</sub>	4.5	4.3
Pertes cuivre (W)		69	52
Masse (g)	Noyau	200	304
	Cuivre	101	72
	Total	301	376
Volume (mm <sup>3</sup> )	Noyau	66324	82580
	Cuivre	11222	8051
	Total	77546	90631

Tableau 3.1 : Comparaison des performances des noyaux EE64 et ER64 pour le point de fonctionnement nominal

Si la comparaison s'arrêtait là, le noyau ER64 semblerait, d'emblée, le plus intéressant. Cependant, dans le contexte de l'industrie aéronautique, l'augmentation de la densité de puissance du convertisseur est un point clé. En plus du critère faible pertes, le transformateur doit donc avoir une masse et un volume les plus faibles possibles. Or, ces deux contraintes pénalisent le noyau ER64 (Tableau 3.1) puisque sa masse (cuivre compris) est supérieure d'environ 20% par rapport au noyau EE, tandis que son volume l'est de 15%. Ces critères redonnent ainsi de l'intérêt au noyau EE64.

Par la suite, la forme EE sera donc privilégiée, l'objectif étant de chercher à réduire ses pertes cuivre, puisque ce paramètre désavantage ce format de noyau.

## II.2. Combinaison de formes de spires : Présentation des cas tests

En partant de ce noyau EE dont la jambe centrale est rectangulaire, l'idée est de pouvoir définir la meilleure manière de « tourner » autour de cette jambe centrale et réaliser, ainsi, les différentes spires, tout en limitant les pertes cuivre HF. De manière intuitive, des enroulements de forme arrondie semblent être plus performants vis-à-vis de ce critère, un enroulement complètement circulaire permettant d'avoir les pertes cuivre les plus faibles (Tableau 3.1). Cette tendance n'est pas si facilement généralisable lorsque tous les paramètres des enroulements, du type la taille des conducteurs ou l'espacement entre les couches, sont considérés. De plus, rien n'empêche, pour un concepteur, de mélanger des formes de spires avec des formes différentes sur chaque enroulement ou sur chaque couche. L'objectif de cette étude est donc de quantifier le gain obtenu, en termes de pertes cuivres HF, en considérant des formes de spires spécifiques, des mélanges de forme entre enroulements et d'étudier l'impact de l'épaisseur des conducteurs et de l'espacement entre les couches sur ces pertes.

Pour effectuer cette étude, nous allons considérer les formes d'angles de pistes usuelles (Tableau 3.2). Elles sont souvent évoquées dans la littérature [31] [37] [139] [140] et aisément réalisables sur PCB ou plaques de cuivres découpées. Les angles de ces pistes sont de forme carrée (c), trapézoïdale (t) et arrondie (r).

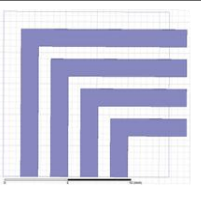
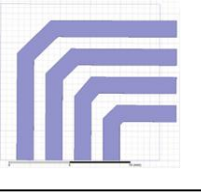
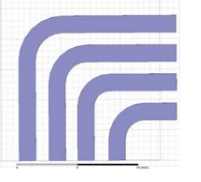
Forme de spires	
Carrée	
Trapézoïdale	
Ronde	

Tableau 3.2: Formes des pistes

Pour étudier l'impact de toutes ces formes, nous allons nous placer dans le cas test de transformateurs planar, à 2 enroulements, abaisseurs en tension. Pour de tels transformateurs, le primaire possède plus de spires que l'enroulement secondaire. Le courant au secondaire étant plus élevé, la largeur des conducteurs sur cet enroulement est plus grande pour augmenter la section de passage du courant.

A partir de ce cet exemple, les formes précédentes (Tableau 3.2) peuvent être combinées sur l'enroulement primaire et sur l'enroulement secondaire. Par raison de simplicité, toutes les spires d'un même enroulement posséderont la même forme. Neuf cas sont alors possibles, comme représentés dans le Tableau 3.3.







		Secondaire		
		Carré 	Trapèze 	Rond 
Primaire	Carré 	$P_c - S_c$	$P_c - S_t$	$P_c - S_r$
	Trapèze 	$P_t - S_c$	$P_t - S_t$	$P_t - S_r$
	Rond 	$P_r - S_c$	$P_r - S_t$	$P_r - S_r$

Tableau 3.3 : Combinaisons possibles à partir des formes élémentaires

En considérant différentes valeurs d'épaisseurs de conducteurs et d'isolations entre couches, on arrive rapidement à une multitude de cas tests possibles. Par la suite, nous ferons certaines hypothèses sur ces choix afin de limiter le nombre de cas à étudier, tout en permettant de quantifier qualitativement leur influence.

### II.3. Méthodologie d'analyse et de comparaison

Pour étudier l'impact de ces différentes combinaisons sur les pertes cuivre du transformateur, il est nécessaire de choisir un modèle de transformateur précis et fiable, apte à comparer les différentes solutions. Les modèles analytiques (Cf. Chapitre 2) très intéressants pour le dimensionnement, sont inadaptés à ce type d'étude. En effet, ces modèles sont basés sur des hypothèses unidimensionnelles du champ magnétique. Or, les effets que nous cherchons à comparer sont plutôt localisés hors du plan et donc non pris en compte par ces modèles. Une autre solution consiste à recourir à des modèles 2-D. Ils ne conviennent pas non plus car ils ne représentent pas fidèlement les formes étudiées, notamment les têtes de bobines qui contiennent les angles des pistes. Il s'avère donc nécessaire d'utiliser la modélisation 3-D. Par la suite, toutes les configurations (Tableau 3.3) seront donc simulées par éléments-finis 3-D via l'outil Maxwell 3D.

L'impact des différentes formes, épaisseurs du cuivre et épaisseur d'isolant entre couches sur les pertes cuivre HF sera retranscrit en comparant les valeurs des résistances dynamiques  $R_{AC}$  et des différents facteurs résistifs  $F_r$  (Eq. 1.15). En effet, pour comparer les configurations entre elles, on ne peut pas se limiter à la comparaison des résistances AC, car comme on le verra, elles peuvent avoir des résistances DC différentes. Dans ce cas, leur résistance relative  $Fr$  est le paramètre qui permet le mieux d'évaluer l'effet des courants induits HF dans chaque enroulement. L'impact des formes sur l'inductance de fuite et la valeur des capacités parasites sera aussi analysé.



Par la suite, nous allons nous focaliser, plus spécifiquement sur deux types de transformateur :

- Un transformateur planar à 2 enroulements répartis sur 2 couches de PCB.
- Un transformateur planar 2kVA à 2 enroulements feuillards (8 couches).

L'étude du 1<sup>er</sup> permettra de dégager des tendances. En effet, son modèle numérique, plutôt simple et léger en termes de calcul numérique, permettra de tester les nombreuses configurations. Le 2<sup>nd</sup> composant, permettra de se rapprocher de cas industriels et d'évaluer, ainsi, l'intérêt de certaines combinaisons pour un composant de puissance.

Après la première étape de simulations numériques, quelques versions de transformateurs « multi-formes d'enroulements » seront réalisées et caractérisés en petit signal. D'autres essais en puissance permettront ensuite de valider les gains obtenus sur les pertes et le comportement thermique des composants.

### III. CAS TEST D'UN PCB DOUCHE COUCHE

Nous allons donc nous intéresser, pour cette première étude, à un transformateur planar à 2 enroulements répartis sur deux couches de PCB. Le but de cette partie est de dégager des tendances et d'appréhender la ou les formes les plus appropriées via ce cas simple.

#### III.1. Description de la géométrie

Un exemple de géométrie complète d'un transformateur à 2 enroulements PCB est représenté en Figure 3.2-a. Pour notre étude, seule la partie en dehors du noyau magnétique est intéressante. La Figure 3.2-b décrit donc la partie du transformateur à simuler en 3-D. L'exemple pris ici est un transformateur à forme carrée au primaire et au secondaire  $P_c - S_c$  (Tableau 3.3).

Pour chaque autre configuration de formes de spires, toutes basées sur le même format de noyau planar EE43, les dimensions des conducteurs restent identiques. Seule la forme des angles varie d'un modèle à l'autre. Le primaire des différents transformateurs est donc constitué de 4 spires de largeur 1.4mm et espacées entre elles de 0.3mm. Sur l'autre face du PCB, le secondaire ne contient qu'une spire de largeur 7.2mm (Figure 3.2-b).

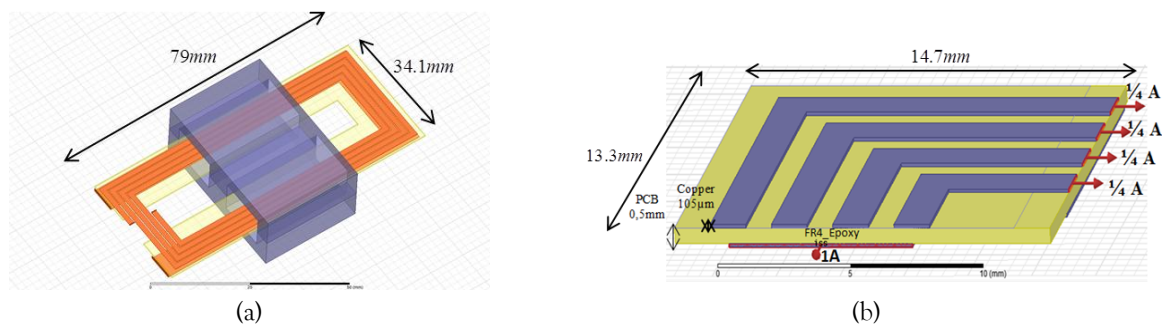


Figure 3.2 : Exemple de pistes carrées : Géométrie 3D (a) et modèle simulé (b)

Les épaisseurs standards de cuivre et d'époxy FR4 du PCB sont listées dans le Tableau 3.4. Sur un même PCB, les couches primaires et secondaires (Figure 3.2-b) doivent posséder la même épaisseur. Dans notre étude, les pertes dans le diélectrique (FR-4) sont supposées négligeables.

Cu (µm)	35	70	105
PCB (mm)	0.5	0.8	1.6

Tableau 3.4 : Epaisseurs standards de cuivre (Cu) et de PCB

### III.2. Simulations par éléments-finis 3-D

Les différentes configurations des formes élémentaires (Tableau 3.3) sont simulées à partir de ces dimensions standards de cuivre et PCB. Les conditions de simulations sont celles de la Figure 3.2-b. Chaque spire primaire est alimentée par un courant efficace de  $\frac{1}{4}$  A, tandis que le secondaire est parcouru par un courant efficace de 1A. Les deux courants sont de sens opposé. Les ampères-tours dans les enroulements sont donc compensés. Le courant magnétisant est nul et l'énergie magnétique est directement liée à l'inductance de fuite du transformateur.

L'analyse se focalise sur les différents paramètres (formes, épaisseurs) avant de s'intéresser à un cas spécifique d'une épaisseur de cuivre et de PCB pour comparer les 9 combinaisons du Tableau 3.3 entre elles. Les pistes seront alors modélisées avec une épaisseur de cuivre de  $105\mu\text{m}$  et un PCB de  $0.5\text{mm}$  pour se rapprocher des configurations multicouches. L'analyse par éléments finis est réalisée sur une large plage fréquentielle [10Hz, 1MHz] et sur la géométrie présentée Figure 3.2-b. Le maillage est auto-adaptatif. Il est donc automatiquement calculé pour chaque fréquence considérée. Cette technique de maillage est relativement plus rapide qu'un maillage fin réglé manuellement (par exemple 3 mailles dans l'épaisseur de peau).

#### III.2.a. Comparaison des modèles avec angles identiques au primaire et au secondaire

Pour cette première série de comparaisons, nous allons analyser les combinaisons possédant les mêmes formes de spires au primaire et au secondaire :  $P_c - S_c$ ,  $P_t - S_t$  et  $P_r - S_r$ .

Les résistances DC primaires et secondaires de ces 3 configurations sont tout d'abord calculées. Le Tableau 3.5 montre que ces résistances sont quasiment similaires pour les enroulements primaires. Pour les secondaires, la résistance DC pour l'angle carré est bien plus faible que pour les deux autres configurations. Cette différence peut s'expliquer par un contour plus faible de la piste carrée au niveau de l'angle de ce cas. En pratique, sur la géométrie complète du transformateur, on verra qu'en réalité ce sont les spires à angles carrés qui ont une résistance DC plus importante (Tableau 3.9).

	Primaire	Secondaire
$P_c - S_c$	7.5 m $\Omega$	247 $\mu\Omega$
$P_t - S_t$	7.3 m $\Omega$	339 $\mu\Omega$
$P_r - S_r$	7.1 m $\Omega$	349 $\mu\Omega$

Tableau 3.5 : Résistances DC simulées sur un coin de la géométrie (Figure 3.2b)

Les trois configurations sont ensuite comparées en termes de facteurs résistifs, notés  $F_{rp}$  pour l'enroulement primaire et  $F_{rs}$  pour l'enroulement secondaire. La Figure 3.3 présente les résultats obtenus par éléments-finis.

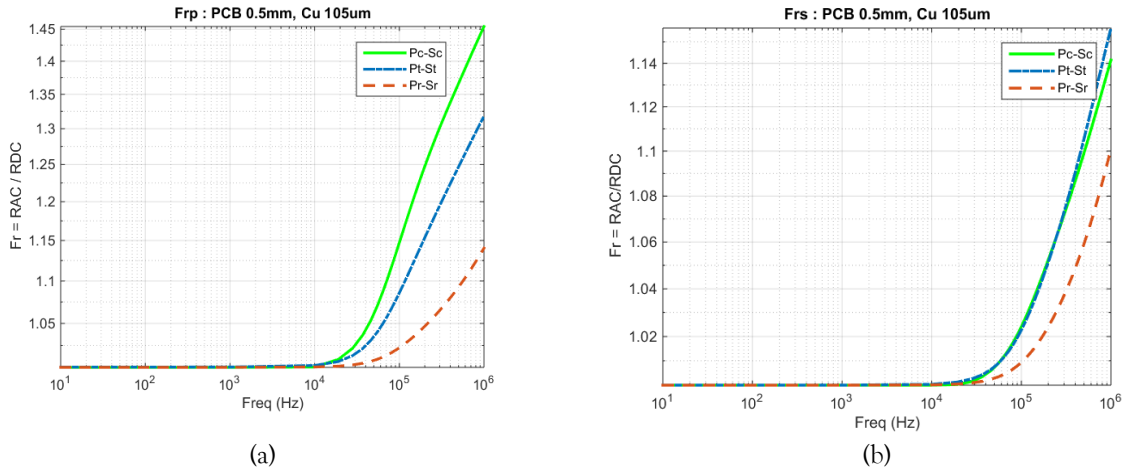


Figure 3.3 : Comparaison des facteurs résistifs de trois combinaisons : (a) Facteurs résistifs primaires (Frp) et (b) Facteurs résistifs secondaires (Frs)

Sur la Figure 3.3-a, on observe que la forme carrée conduit à un facteur résistif primaire plus important tandis que la forme arrondie donne le facteur résistif le plus faible des trois configurations. Au niveau de l'enroulement secondaire (Figure 3.3-b), les formes carrée et trapézoïdale ont des facteurs résistifs assez proches tandis que celui de la forme arrondie est toujours plus faible. Par ailleurs, on peut aussi noter que le facteur primaire Frp est ici plus important que le facteur secondaire Frs. Ceci s'explique par le nombre de spires primaires qui amplifie les courants induits au primaire. En revanche, cela ne signifie pas nécessairement que l'enroulement primaire aura plus de pertes cuivre HF car celles-ci dépendent, bien entendu, des courants efficaces dans les enroulements (Eq. 2.108).

On peut également comparer l'effet des courants induits sur la valeur de l'inductance de fuite. Le Tableau 3.6 compare ainsi les valeurs d'inductances de fuites BF pour les 3 configurations. Les trois valeurs simulées sont quasiment identiques. La variation de l'inductance de fuite est, quant à elle, représentée par le facteur inductif  $F_L$  défini en (Eq. 2.37). La Figure 3.4 présente la variation de ces facteurs en fonction de la fréquence.

	Inductance de fuite
$P_c - S_c$	8.2 nH
$P_t - S_t$	8 nH
$P_r - S_r$	7.9 nH

Tableau 3.6 : Inductances de fuite BF vue du primaire pour un coin de la géométrie (Figure 3.2b)

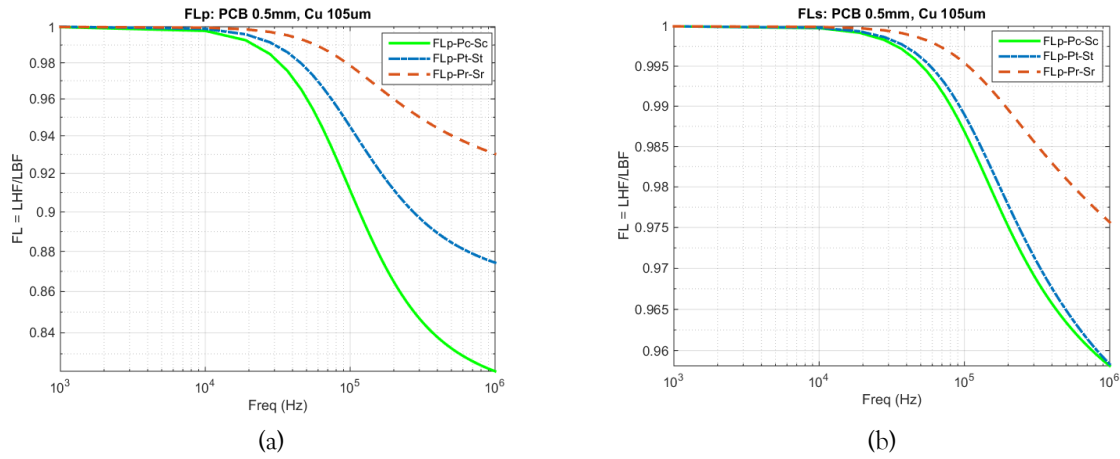


Figure 3.4 : Comparaison des facteurs inductifs de trois combinaisons : (a) Facteurs inductifs au primaire  $FL_p$  et (b) Facteurs inductifs au secondaire  $FL_s$

La Figure 3.4 confirme ainsi les résultats de la Figure 3.3, à savoir que :

- L'effet des courants induits au primaire est plus important pour la combinaison  $P_c - S_c$
- Au secondaire, ces effets sont assez proches pour les configurations  $P_c - S_c$  et  $P_t - S_t$
- Les courants induits sont plus importants au primaire ( $FL_p$  décroît plus vite que  $FL_s$ )

Comme pour le cas du facteur résistif, le facteur inductif montre que les associations de formes  $P_c - S_c$  et  $P_t - S_t$  semblent moins intéressantes que la combinaison  $P_r - S_r$ .

### III.2.b. Impact des formes de spires sur la capacité parasite des transformateurs

La capacité parasite des transformateurs peut aussi être impactée par les différentes configurations d'enroulements. Pour étudier l'influence des formes de spires sur ce paramètre, nous allons nous intéresser aux deux configurations étudiées précédemment  $P_c - S_c$  et  $P_r - S_r$ , ainsi qu'à deux nouvelles  $P_c - S_r$  et  $P_r - S_c$  (Tableau 3.3). Les valeurs de capacités sont déduites à partir d'analyses éléments-finis 3-D en électrostatique. La simulation numérique donne un résultat matriciel, appelé matrice de capacités, qui représente les couplages inter et intra-spaires. Nous ne nous intéressons, ici qu'aux capacités entre les couches primaire et secondaire. La comparaison de ces capacités est présentée dans le Tableau 3.7.

	$P_c - S_c$	$P_c - S_r$	$P_r - S_c$	$P_r - S_r$
C(pF)	31.2	22.2	27.2	26.8

Tableau 3.7 Comparaison des capacités parasites simulées en 3D

L'analyse par éléments finis des capacités parasites des différents PCB double couche montre que cette capacité est différente suivant les combinaisons. Dans ces exemples, la combinaison  $P_c - S_r$  permet de réduire de façon plus significative cette valeur de capacité parasite. Entre les combinaisons  $P_c - S_c$  et  $P_c - S_r$ , la réduction de la capacité est d'environ 30%. Il est cependant difficile d'affirmer que le gain serait aussi significatif pour des transformateurs multicouches. En effet, la valeur des capacités parasites dépend surtout du positionnement relatif des enroulements primaire et secondaire ainsi que du nombre de spires.

### III.2.c. Impact des épaisseurs de cuivre et de PCB

Nous allons maintenant nous intéresser à l'influence des paramètres propres aux PCB, à savoir, l'épaisseur de cuivre (Cu) et l'épaisseur du circuit imprimé (PCB) (Tableau 3.4). Sur la Figure 3.5, seuls les facteurs résistifs primaires sont tracés pour différentes épaisseurs de cuivre (Figure 3.5-a) puis pour différentes épaisseurs de PCB (Figure 3.5-b). Les résistances DC sont celles données dans le Tableau 3.5.

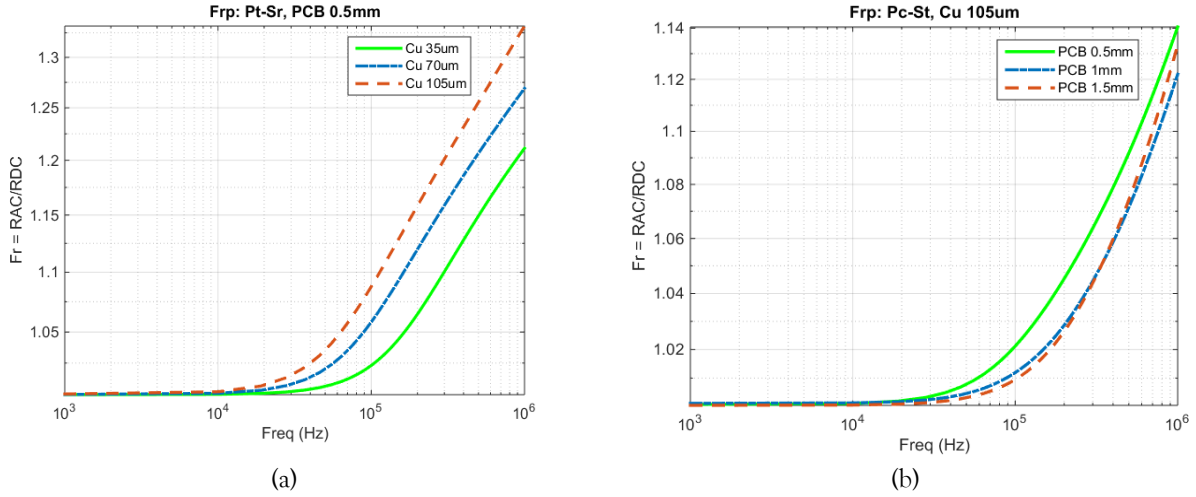


Figure 3.5 : Comparaison des facteurs Frp pour différentes épaisseurs de cuivre et de PCB : (a) Epaisseur de cuivre variable (avec PCB 0.5mm) et (b) Epaisseur du PCB variable (avec cuivre 105μm)

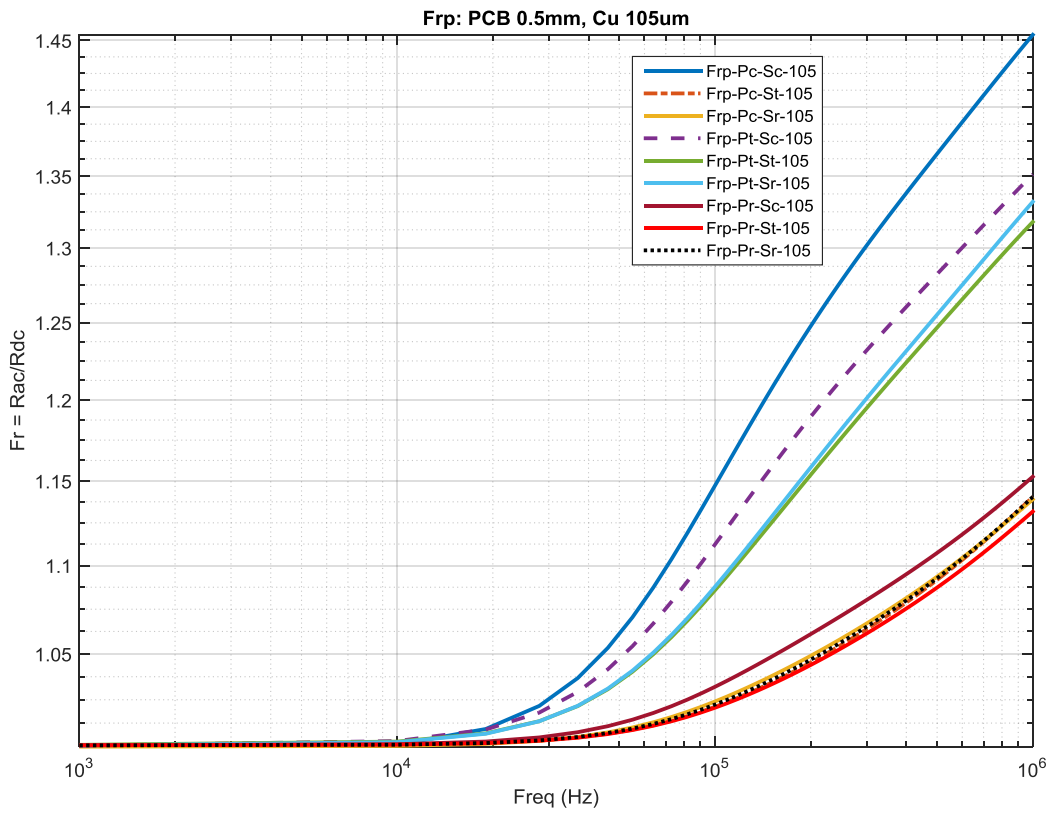
En principe, les effets HF et notamment les effets de proximité doivent augmenter avec l'épaisseur des conducteurs (pour une même épaisseur de diélectrique). La Figure 3.5-a permet de vérifier cette hypothèse. Dans cet exemple, la configuration  $P_t - S_r$  est testée pour des épaisseurs respectives de 35μm, 70μm et 105μm.

Concernant l'épaisseur de PCB, lorsque l'isolant augmente (pour une épaisseur de cuivre constante), les effets de proximité s'en trouvent naturellement réduits. La Figure 3.5-b présente les facteurs résistifs primaires tracés pour la configuration  $P_c - S_t$  avec une épaisseur de conducteurs de 105μm et une épaisseur variable pour le PCB. Cette figure montre qu'avec 0.5mm d'épaisseur de PCB, les courants induits sont plus importants que pour les deux autres cas de figure qui eux sont très proches.

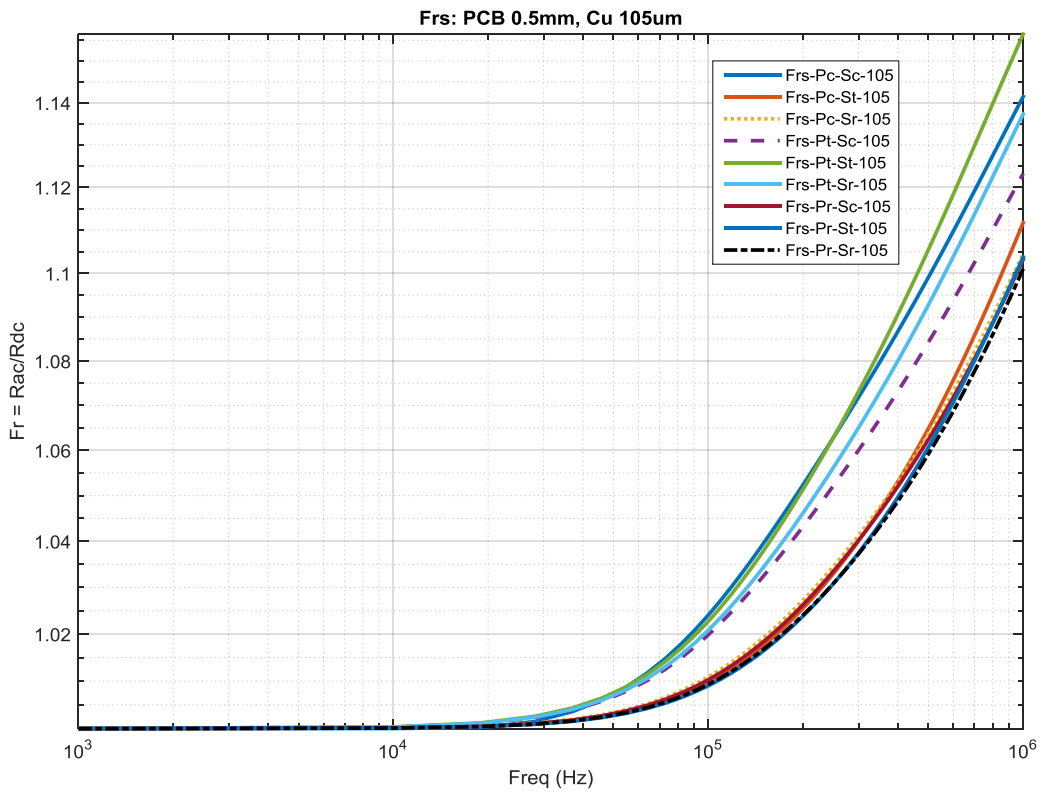
### III.2.d. Comparaison des facteurs résistifs pour les 9 combinaisons possibles

Pour comparer les 9 combinaisons du Tableau 3.3, les modèles FEM ont été simulés avec les mêmes épaisseurs de conducteurs (105μm) et de PCB (0.5mm). Les analyses de ces combinaisons permettent de comparer leurs facteurs résistifs primaire et secondaire, les résistances DC étant celles du Tableau 3.5.

Côté primaire (Figure 3.6-a), les combinaisons les plus intéressantes par rapport au facteur résistif Frp sont  $P_t - S_c$ ,  $P_c - S_t$ ,  $P_r - S_r$ ,  $P_c - S_r$  et  $P_r - S_t$ . Au secondaire (Figure 3.6-b), les combinaisons qui conduisent à un facteur résistif Frs plus intéressant sont  $P_c - S_t$ ,  $P_c - S_r$ ,  $P_t - S_r$ ,  $P_r - S_c$  et  $P_r - S_r$ . En combinant les facteurs Frp et Frs les plus faibles, les combinaisons qui sont les plus performantes sont donc :  $P_c - S_t$ ,  $P_c - S_r$  et  $P_r - S_r$  [141] [142].



(a)



(b)

Figure 3.6 : Facteurs résistifs pour les 9 configurations : (a) Frp primaires et (b) Frs secondaires

### III.2.e. Analyse des pertes cuivres HF

Comme nous l'avons mentionné précédemment, les comparaisons ne peuvent pas se limiter à l'étude des facteurs résistifs. En effet, il faut tenir compte des différents courants pour évaluer les pertes cuivre réelles dans les composants et pouvoir comparer, ainsi l'intérêt des différentes configurations. Nous allons, dans cette partie, nous focaliser sur deux configurations Pc-Sc et Pr-Sr, qui semblent, respectivement, défavorable et favorable vis-à-vis de ce paramètre pertes cuivre (Figure 3.6). L'étude est menée sur la totalité de la géométrie du transformateur (Figure 3.2-a). La Figure 3.7 représente les simulations des résistances dynamiques des enroulements primaire et secondaire de la géométrie complète. L'épaisseur de cuivre est de  $70\mu\text{m}$  et le PCB de  $0.5\text{mm}$ . On peut constater que les résistances primaires (DC et AC) sont plus élevées pour la configuration Pc-Sc, cela semble être l'inverse au secondaire même si l'écart est moindre.

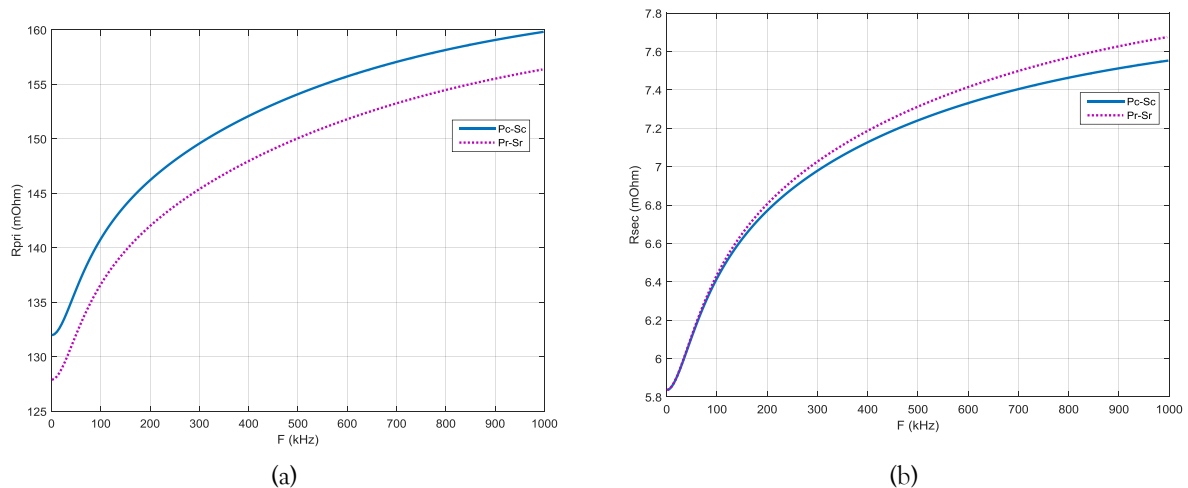
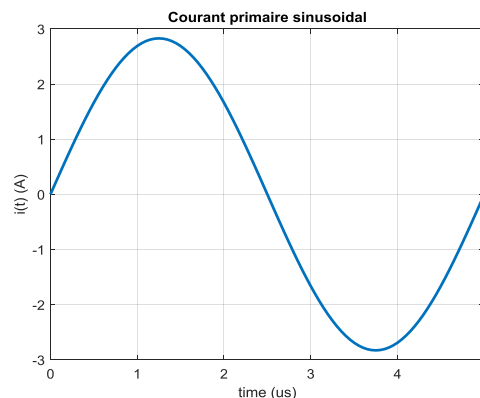


Figure 3.7 : Résistances des transformateurs Pc-Sc et Pr-Sr : (a) primaire et (b) secondaire

Pour évaluer l'impact des analyses précédentes sur les pertes cuivre HF, prenons l'exemple de deux courants de  $2\text{A}_{\text{eff}}$  à  $200\text{kHz}$  dont la forme varie : un courant sinusoïdal (Figure 3.8-a) et un courant en triangle (Figure 3.8-b). Avec ces différentes formes d'ondes de courant, on peut estimer les pertes cuivre que les résistances AC engendreraient dans les différents cas. Le Tableau 3.8 présente toutes ces valeurs de pertes.



(a)

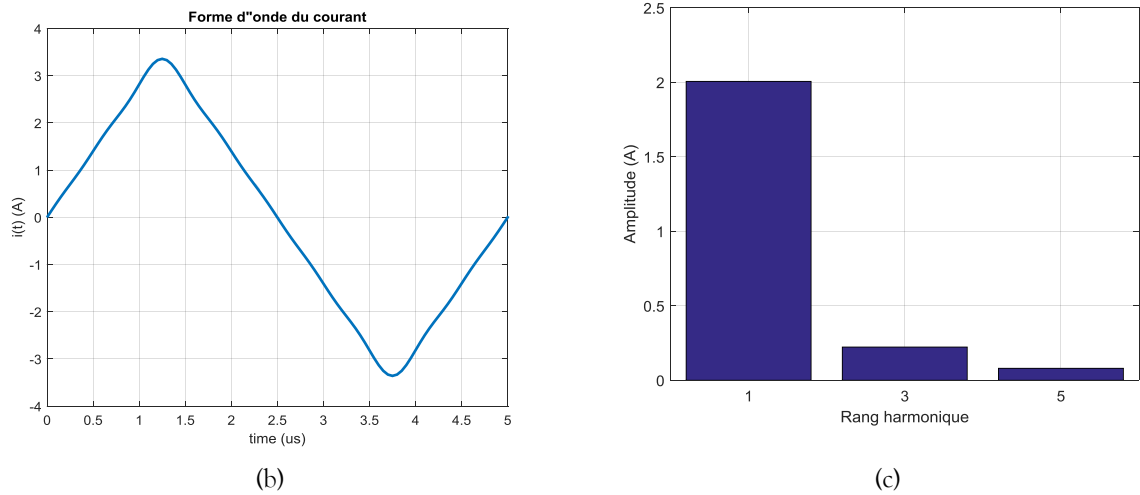


Figure 3.8 : Formes d'ondes considérées : (a) courant sinusoïdal (b) courant en créneau (c) Spectre des 3 premiers harmoniques pour le courant en triangle

		Courant sinusoïdal	Courant triangle
<b>Pc-Sc</b>	Pertes au primaire	0.588W	0.597W
	Pertes au secondaire	0.436W	0.442W
	Pertes cuivre totales	1.02W	1.04W
<b>Pr-Sr</b>	Pertes au primaire	0.572W	0.580W
	Pertes au secondaire	0.437W	0.444W
	Pertes cuivre totales	1W	1.02W

Tableau 3.8 : Pertes cuivre HF simulées pour 2 cas de PCB double couche

On peut remarquer que pour les deux types d'alimentation, la configuration Pr-Sr a des pertes cuivre HF légèrement plus faibles, cette différence est surtout observable au primaire. En utilisant un courant en triangle avec les 3 premiers harmoniques, l'exemple considéré montre que les pertes cuivre HF sont légèrement plus importantes qu'avec le fondamental (200kHz) seul.

Pour valider l'intérêt des spires à angles arrondis devant les carrés, nous réalisons quelques prototypes double couche de configurations d'enroulements différentes.

### III.3. Validation expérimentale

Pour cette validation expérimentale, nous allons nous focaliser sur les 4 configurations combinant des formes de spires carrées et arrondies :  $P_c - S_c$ ,  $P_c - S_r$ ,  $P_r - S_c$  et  $P_r - S_r$ . Après la conception et la réalisation des différents transformateurs, les prototypes seront caractérisés en petit signal à l'aide d'un pont d'impédance puis alimentés en puissance via un amplificateur de puissance.

#### III.3.a. CAO et réalisation des PCB double-couche

Les pistes ont été dessinées avec l'outil de Conception Assistée par Ordinateur (CAO) Altium Designer [143] puis imprimés sur PCB double couche. Pour ces prototypes, l'épaisseur de cuivre est de  $70\mu\text{m}$  tandis que celle du PCB est de  $0.8\text{mm}$  (Figure 3.9). Les pistes primaires ont une largeur de  $1.4\text{mm}$  et sont séparées entre elles par une distance de  $0.3\text{mm}$ . Les dimensions de l'enroulement secondaire sont données sur la Figure 3.9-c.



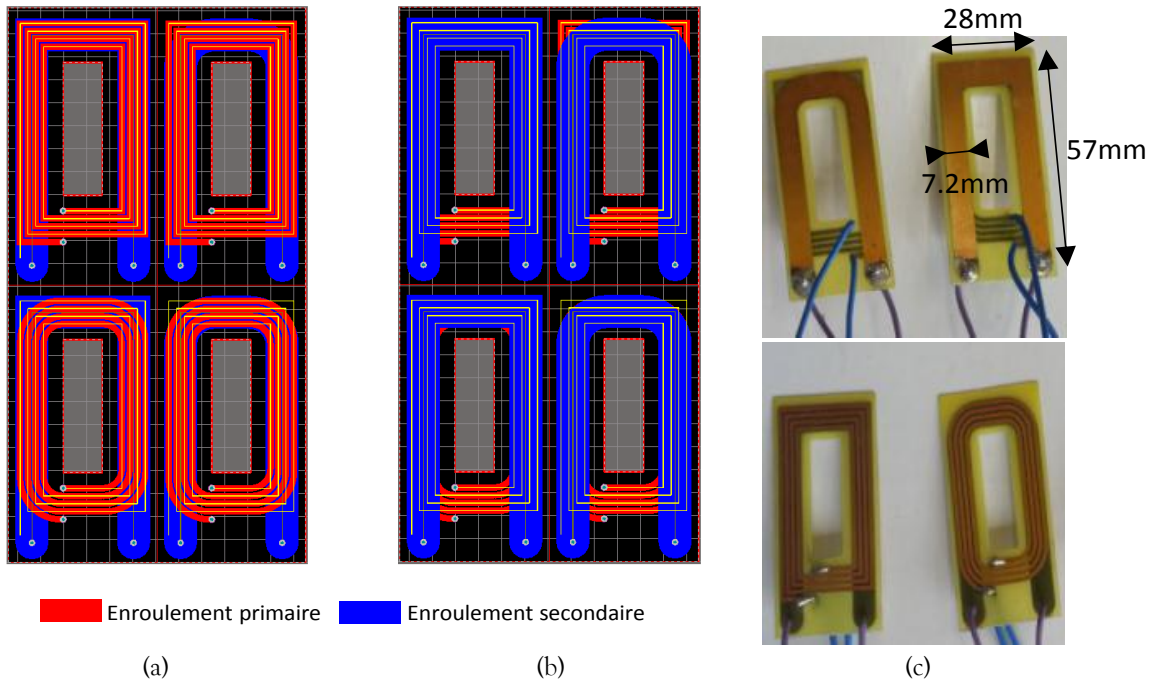


Figure 3.9 : PCB réalisés : (a) CAO vue de dessus, (b) CAO vue de dessous et (c) prototypes

Les PCB sont assemblés avec un noyau magnétique planar EE43/10/28, matériau 3C90 du fabricant Ferroxcube [21]. Un exemple de transformateur assemblé est représenté sur la Figure 3.10. Ce prototype correspond à la configuration Pc-Sr.

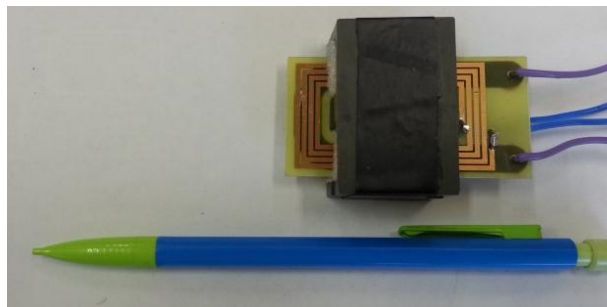


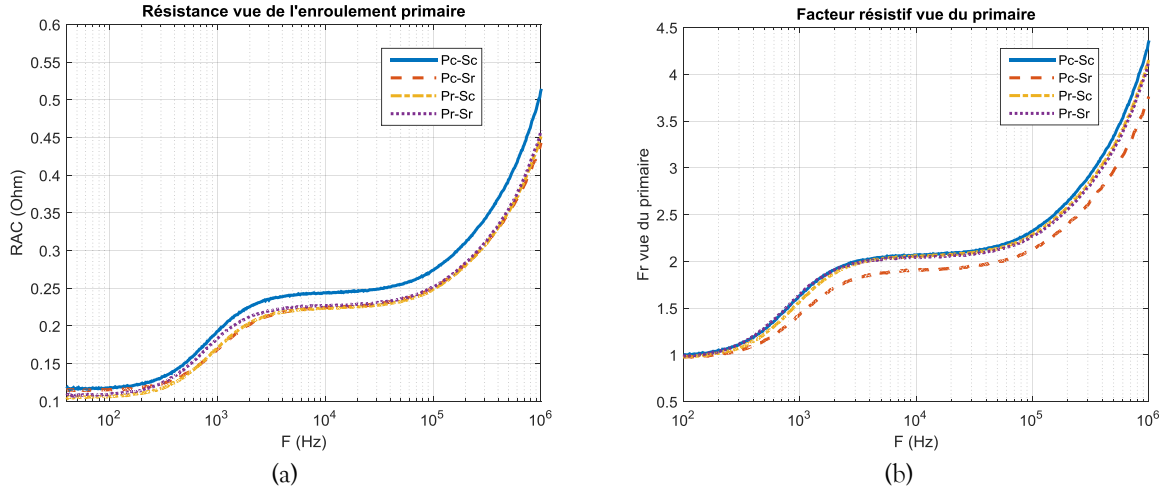
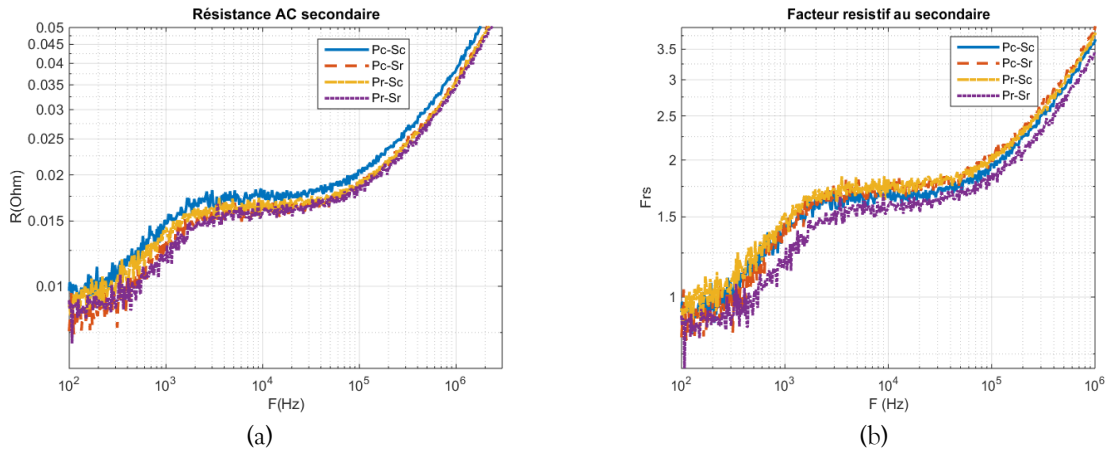
Figure 3.10 : Exemple du prototype de transformateur planar PCB double couche Pc-Sr

### III.3.b. Caractérisation petit signal

Les résistances DC des quatre prototypes sont, dans un premier temps, mesurées avec un micro-ohmmètre. Leurs valeurs sont reportées dans le Tableau 3.9. Les quatre prototypes sont ensuite caractérisés en petit signal à l'aide du pont d'impédance Agilent 4294 A [136]. Les mesures ont été réalisées en circuit ouvert et en court-circuit (Figure 2.50) sur la plage fréquentielle de 40Hz à 110MHz. Les résistances dynamiques sont déduites des impédances en court-circuit (cf. Chapitre 2). La Figure 3.11 et la Figure 3.12 représentent respectivement les résistances des enroulements primaires et secondaires ainsi que leurs facteurs résistifs.

	Primaire (mΩ)	Secondaire (mΩ)
$P_c - S_c$	118.57	9.3
$P_c - S_r$	117.3	8
$P_r - S_c$	106.8	8.6
$P_r - S_r$	108.4	8.4

Tableau 3.9: Mesures au micro-ohmmètre des résistances DC des 4 prototypes PCB double couche


 Figure 3.11 : Résistances vues des primaires : (a) Mesures des  $R_{AC}$  et (b) Facteurs résistifs

 Figure 3.12 : Résistances vues du secondaire : (a) Mesures des  $R_{AC}$  et (b) Facteurs résistifs

La comparaison des résistances montre que, comme en simulation, la configuration  $P_c - S_c$  est la plus résistive. En ce qui concerne les facteurs résistifs au primaire, ils sont assez proches, excepté pour la configuration  $P_c - S_r$  qui est plus faible. De plus, on peut également remarquer que les résistances DC primaires sont plus élevées pour les spires à angle carré, cela avait également été observé en simulation (Figure 3.7-a).

La mesure des résistances secondaires est assez perturbée, cela peut s'expliquer par le calibrage et la plage de précision du pont d'impédance. Celui-ci surcompense la mesure des impédances des enroulements secondaires qui sont très faibles. Toutefois, en comparant les facteurs résistifs (Figure 3.12-b) des enroulements secondaires, c'est la configuration  $P_r - S_r$  qui est plus intéressante.

III.3.c. Essais avec un amplificateur de puissance

Après cette caractérisation petit signal, les 4 prototypes sont testés en puissance via un amplificateur de puissance [144]. Les essais sont toujours réalisés à vide et en court-circuit au secondaire du transformateur. La Figure 3.13 présente le dispositif permettant de tester en puissance les différents prototypes.

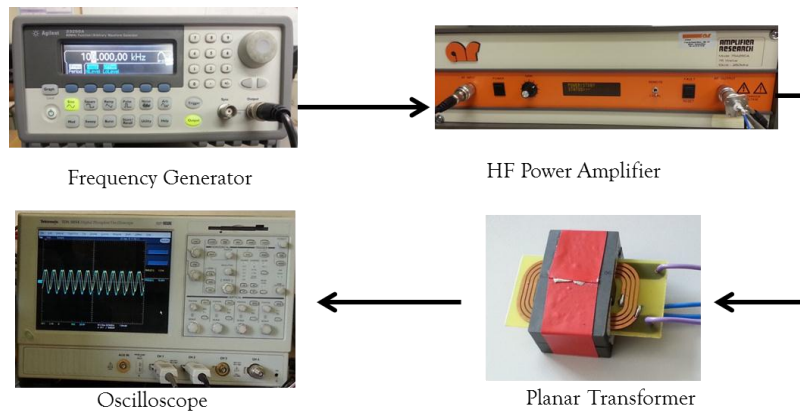


Figure 3.13 : Banc d'alimentation en puissance des transformateurs planar PCB doubles couches

Les mesures issues des essais sur les 4 prototypes sont reportées dans le Tableau 3.10. Il s'agit de très faibles puissances car la puissance disponible en sortie de l'amplificateur est limitée par son impédance ( $50 \Omega$ ). De plus, lorsque l'on souhaite augmenter cette puissance, il apparaît une saturation des signaux qui les déforme. Bien qu'il s'agisse de faibles puissances, il apparaît tout de même une différence entre les pertes mesurées pour chaque prototype. A partir de la Figure 3.6, les configurations  $P_r - S_r$  et  $P_c - S_r$  avaient été considérées les plus intéressantes. Le Tableau 3.10 confirme cette conclusion vis-à-vis des pertes engendrées par les courants induits dans les enroulements.

Cet exemple simple de PCB double couche a montré qu'une réduction des pertes d'environ 15% pouvait être espérée entre la moins bonne combinaison ( $P_c - S_c$ ) et la meilleure configuration ( $P_r - S_r$ ). Même si les mesures ne retranscrivent pas un fonctionnement réel du composant, la tendance qualitative est là : Il semble possible de gagner en termes de pertes cuivre en travaillant sur la forme des enroulements des transformateurs planar.

	Secondaire à vide ( $V_{p0} = 19V, I_0 \approx 0.2A$ )	Secondaire en court-circuit ( $V_{p_{cc}} = 1.9V, I_{p_{cc}} = 0.86A$ )
$F_{sw} = 200 \text{ kHz}$	$P_0$ (mW)	$P_{cc}$ (mW)
$P_c - S_c$	140	240
$P_c - S_r$	110	220
$P_r - S_c$	140	220
$P_r - S_r$	130	200

Tableau 3.10 : Comparaison des pertes des prototypes PCB double couche - Essais à vide et en court-circuit

Par la suite, pour entériner l'hypothèse d'un gain plus important et significatif dans le cas d'un composant multicouche, nous allons refaire une étude similaire, centrée sur les mêmes 4 configurations ( $P_c - S_c$ ,  $P_c - S_r$ ,  $P_r - S_c$  et  $P_r - S_r$ ) pour un transformateur planar de puissance 8 couches en technologie feuillard.

## IV. EXTENSION AUX TRANSFORMATEURS MULTICOUCHES

L'objectif de cette partie est donc de comparer les performances de 4 configurations de prototypes de transformateurs planar multicouches pour confirmer les résultats observés pour le PCB double couche. Les enroulements sont réalisés à partir de feuilles de cuivre.

### IV.1. Description des transformateurs en feuillard 8 couches

Les prototypes sont dimensionnés pour fonctionner avec l'onduleur présenté en Annexe IV. Les formes d'ondes des tensions et courant nominal au primaire sont représentées sur la Figure 3.14. Les spécifications des transformateurs sont résumées dans le Tableau 3.11.

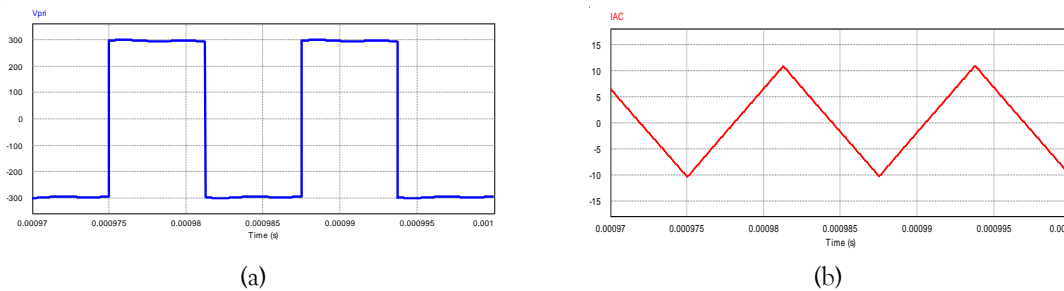


Figure 3.14 : Formes d'ondes au primaire des transformateurs 8 couches : (a) Tension et (b) Courant

Puissance maximale	$P_{\max} = 2 \text{ kW}$
Puissance nominale	$P_{\text{nom}} = 1.8 \text{ kW}$
Tension efficace primaire	$V_p = 300 \text{ V}$
Fréquence de découpage	$F_{sw} = 80 \text{ kHz}$
Rapport de transformation	$\eta_{ps} = 0.0625$
Nombre de spires au primaire	$N_p = 16$
Nombre de spires au secondaire	$N_s = 1$

Tableau 3.11 : Spécifications des prototypes de transformateur planar 8 couches

Les transformateurs sont constitués d'un noyau E58/11/38 combiné avec un PLT58/38/4. Les enroulements ont une épaisseur de 0.35mm au primaire et au secondaire. Les largeurs des pistes sont de 3.9mm au primaire et de 17.1mm au secondaire (Tableau 3.12). Chaque couche est espacée de 1mm avec le ferrite. L'entrelacement des enroulements est maximal (Figure 3.15-a) et une feuille de kapton de 75 $\mu\text{m}$  sert d'isolant entre les couches. Ce choix d'épaisseur d'isolant doit permettre d'observer l'impact sur les courants induits sans « trop dégrader » les performances du transformateur, en termes d'inductances de fuites, de capacités parasites ou encore de rigidité diélectrique. Le modèle 3-D du transformateur Pc-Sr est représenté sur la Figure 3.15-a.

	Enroulement primaire	Enroulement secondaire
Epaisseur du conducteur (mm)	0.35	0.35
Largeur du conducteur (mm)	3.9	17.1
Longueur moyenne (mm)	130	205

Tableau 3.12 : Dimensions des spires primaires et secondaires

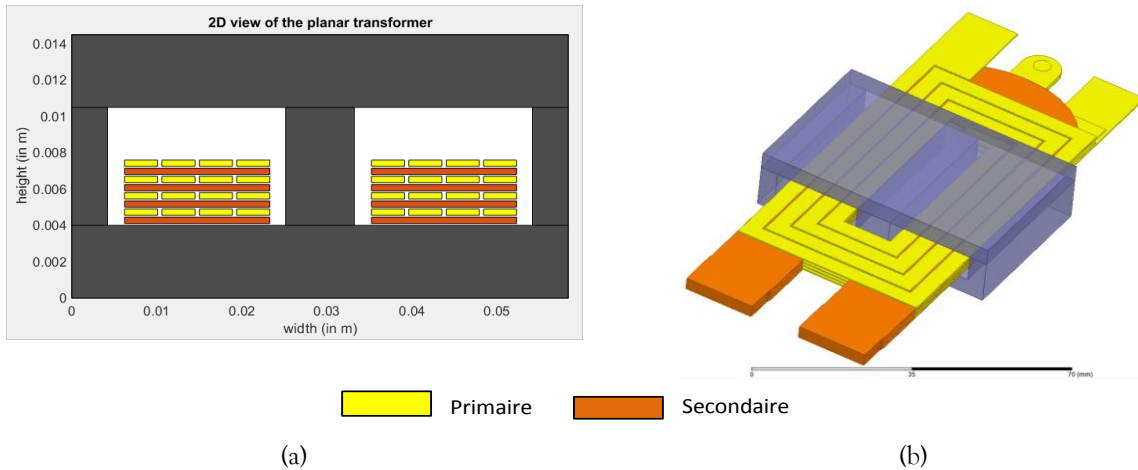


Figure 3.15 : Exemple du transformateur 8 couches Pc-Sr : (a) Vue 2-D plan et (b) Modèle 3-D

#### IV.2. Simulations FEM des transformateurs complets

Comme pour le PCB double couche, les prototypes 8 couches sont également simulés avec une alimentation qui compense les ampères-tours dans chaque enroulement comme le montre la Figure 3.16. L'étude FEM se fait toujours à l'aide de l'outil Maxwell 3D. Comme il s'agit d'une géométrie 3-D complète, au lieu d'utiliser un maillage auto-adaptatif comme dans le cas du PCB double couche, le maillage est moins affiné pour réduire le temps de simulation. La taille du maillage est donc définie à 2 mailles dans l'épaisseur de peau.

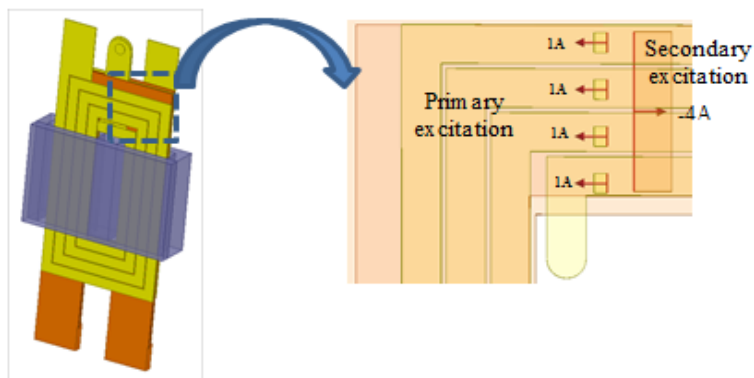


Figure 3.16 : Alimentation des spires du feuillard 8 couches

Les résistances obtenues par éléments finis sont comparées entre elles. La Figure 3.17 représente les résultats pour les enroulements primaires et la Figure 3.18 les résultats pour les enroulements secondaires.

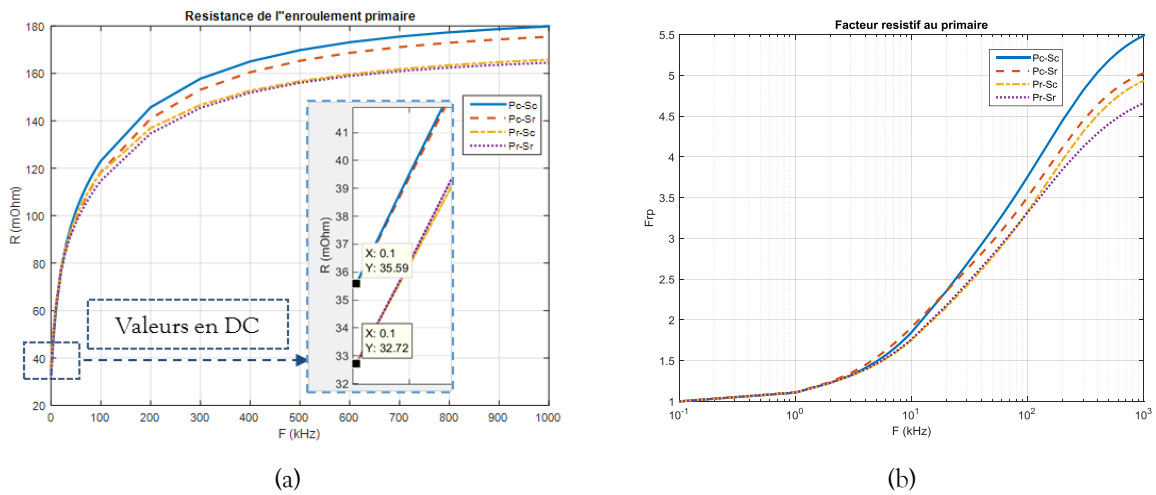


Figure 3.17 : Résistances des enroulements primaires obtenues par simulations FEM : (a) RAC et (b)  $Fr$

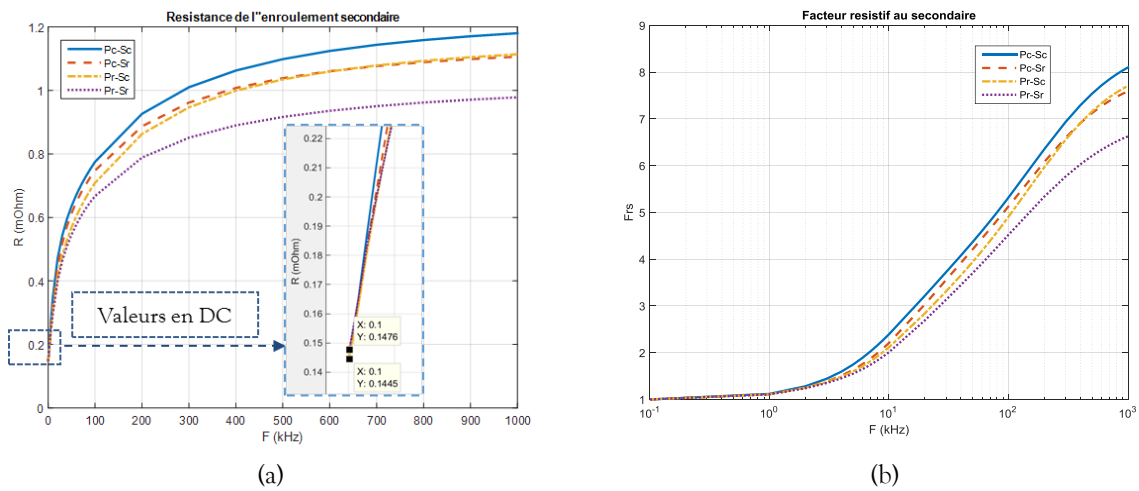


Figure 3.18 : Résistances des enroulements secondaires obtenues par simulations FEM : (a) RAC et (b)  $Frs$

Au primaire comme au secondaire, les résistances globales (DC et AC) sont plus élevées pour la forme carrée. La configuration  $P_c-S_c$  est donc la moins performante. A l'opposé, la combinaison  $P_r-S_r$  est la moins résistive. En ce qui concerne, les combinaisons mélangeant des formes carrée et arrondie, elles sont assez proches. Pour l'enroulement secondaire, les courbes obtenues pour les combinaisons  $P_c-S_r$  et  $P_r-S_c$  sont quasiment superposées.

Afin de pouvoir conclure quant à l'intérêt de telles combinaisons de formes de spires dans le cas de transformateurs multicouches, 4 prototypes sont réalisés, caractérisés en petit signal et testés en puissance.

### IV.3. Caractérisation et tests des quatre prototypes

#### IV.3.a. Conception des prototypes

Comme mentionné précédemment, le transformateur est assemblé autour d'un noyau E58/11/38 et d'un PLT58/38/4. Les couches de cuivre de 350 $\mu$ m sont découpées et isolées entre elles par un film de Kapton [145] de 75 $\mu$ m d'épaisseur. Les Figure 3.19-a et Figure 3.19-b présentent les dessins CAO des différentes couches primaire et secondaire, à angles carrés et arrondis. Des exemples de prototypes apparaissent sur la Figure 3.19-c.

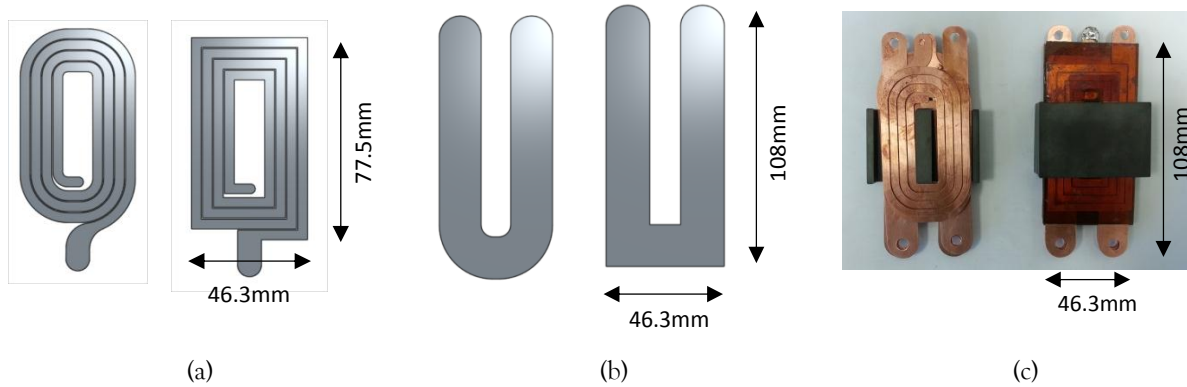


Figure 3.19 : Conception des prototypes multicouches : (a) CAO des enroulements primaires, (b) CAO des enroulements secondaires et (c) Transformateurs 8 couches Pr-Sr et Pc-Sc

Théoriquement, les prototypes possèdent une inductance magnétisante de l'ordre de 2.2mH. L'entrefer n'est pas réglé à l'aide de cales amagnétiques mais les composantes du noyau sont maintenues en utilisant des « clips » de serrage (Figure 2.46-c). Les prototypes ainsi assemblés ont une masse d'environ 225g soit une puissance massique d'environ 9kW/kg (masse du dissipateur thermique non comprise).

#### IV.3.b. Mesures en DC

Les résistances DC des 4 prototypes sont mesurées au un micro-ohmmètre. Les valeurs sont reportées dans le Tableau 3.13 où elles sont comparées aux résistances DC déduites des simulations FEM.

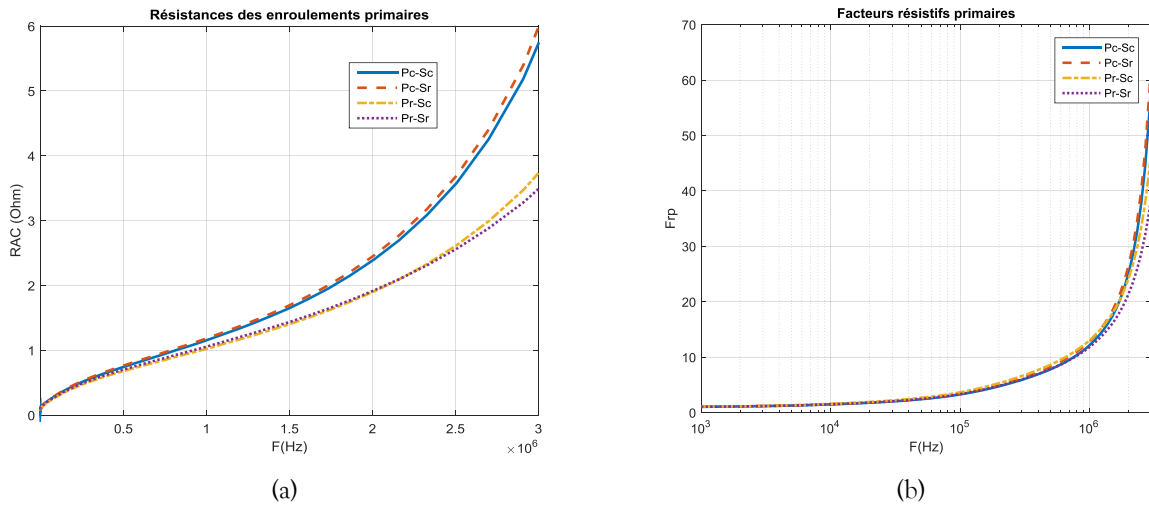
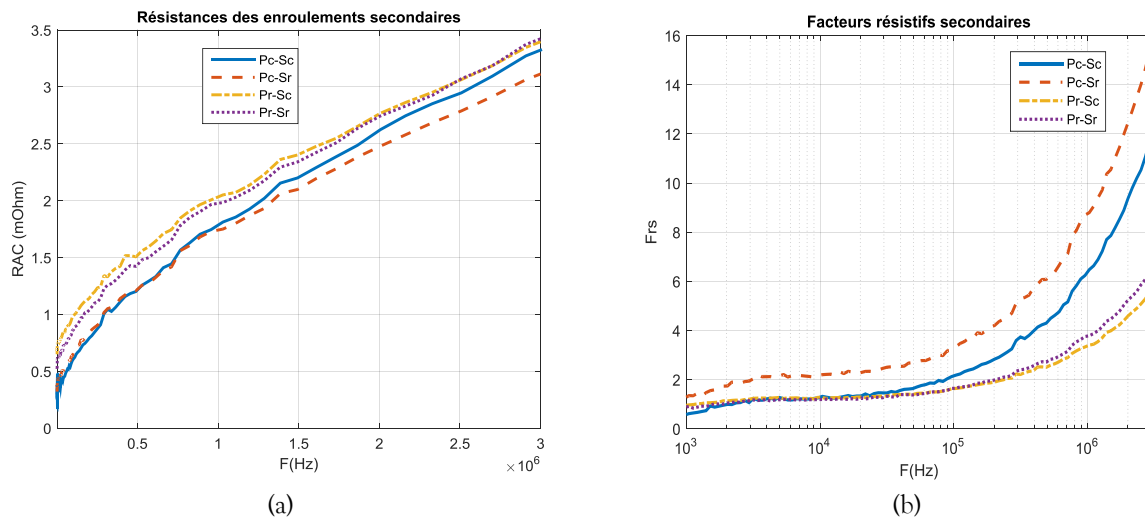
Les mesures sont cohérentes avec les résultats de simulation. La résistance DC d'un enroulement étant proportionnelle à sa longueur, celle-ci est la seule différence qu'il peut y avoir entre les pistes carrées et arrondies. Comme pour le PCB double couche, cette longueur est donc plus faible pour les pistes arrondies d'où une résistance DC plus faible.

$R_{DC}$ (m $\Omega$ )		$P_c - S_c$	$P_c - S_r$	$P_r - S_c$	$P_r - S_r$
Enroulement primaire	Mesures	37	37	34.85	34.85
	FEM 3D	35.59	35.59	32.72	32.72
Enroulement secondaire	Mesures	0.145	0.12	0.144	0.126
	FEM 3D	0.147	0.144	0.147	0.144

Tableau 3.13 Mesures des résistances DC VS simulations FEM 3D

#### IV.3.c. Caractérisation fréquentielle des prototypes

Les résistances de chaque enroulement sont déduites de la caractérisation des prototypes au pont d'impédance. Les variations des résistances dynamiques et des facteurs résistifs pour chaque primaire et chaque secondaire sont tracées, respectivement, sur la Figure 3.20 et la Figure 3.21.


 Figure 3.20 : Résistances des enroulements primaires obtenues par mesures : (a)  $R_{AC}$  et (b)  $F_r$ 

 Figure 3.21 : Résistances des enroulements secondaires obtenues par mesures : (a)  $R_{AC}$  et (b)  $F_r$ 

La Figure 3.20 fait apparaître clairement l'écart des effets des courants induits entre les formes carrées et les formes arrondies au niveau de l'enroulement primaire. Plus la fréquence est importante et plus cet écart s'accroît. Cette observation est très intéressante notamment lorsqu'il faut tenir compte des différents harmoniques contenus dans les formes d'ondes non-sinusoïdales. L'intérêt de l'utilisation de pistes arrondies au primaire d'un transformateur planar, ou pour un enroulement contenant plusieurs spires, est donc bien établi et ce, en DC comme en HF.

Les mesures des résistances secondaires (Figure 3.21.) sont relativement perturbées car les valeurs mesurées sont très faibles. Malgré cela, les combinaisons  $P_r-S_c$  et  $P_r-S_r$  semblent être les plus intéressantes du point de vue du facteur résistif au secondaire. La différence n'est pas aussi marquée qu'au primaire de par le fait que le nombre de spires est réduit. La forme de l'enroulement semble donc moins importante notamment lorsque l'on a un nombre de spires unitaire. Pour l'enroulement secondaire, les résultats de mesures sont assez proches de ce qui a été observé en simulation (Figure 3.18). Contrairement à la simulation, pour les configurations  $P_r-S_c$  et  $P_c-S_r$ , les facteurs résistifs déduits des mesures sont ici très distincts. Cette différence peut s'expliquer par le fait que l'écart entre les conducteurs n'est pas vraiment maîtrisé avec cette technologie feuillard, de plus, nous ne sommes pas certains que les écarts entre les couches de cuivre sont exactement les mêmes pour les quatre prototypes.



Une autre façon d’observer l’effet des courants induits sur les différentes configurations se fait au travers de l’évolution du facteur inductif (Eq. 2.37). La Figure 3.22 permet d’observer les évolutions des inductances de fuite vues des enroulements primaires, ainsi que les facteurs inductifs résultants.

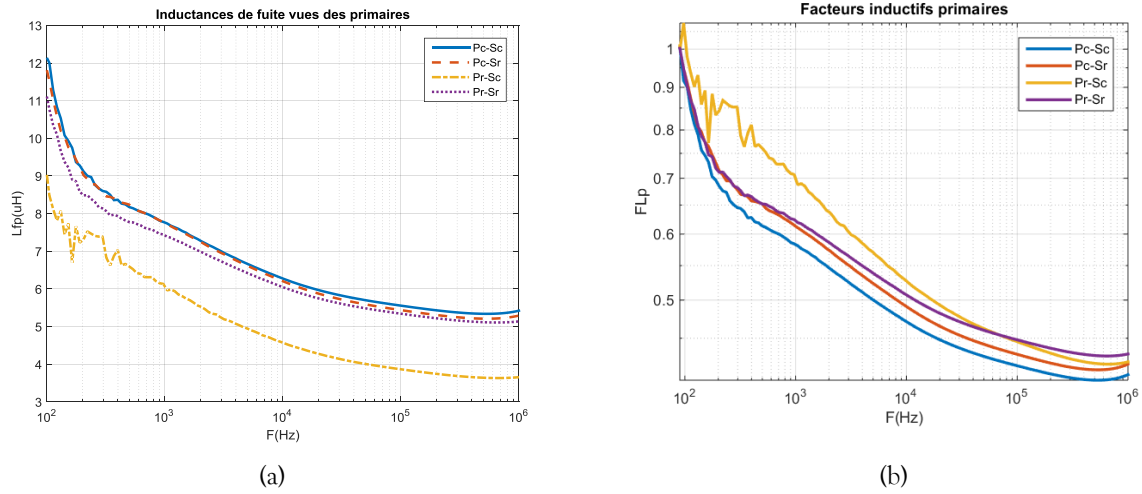


Figure 3.22 : Inductances de fuites vue du primaire : (a)  $L_f$  et (b)  $F_L$

La Figure 3.22-a montre que l’inductance de fuite de la configuration  $P_c - S_r$  est la plus faible, bien que les autres soient assez proches, celle de  $P_r - S_r$  reste légèrement plus faible. Quant à la Figure 3.22-b, elle a tendance à confirmer ce qui a été observé en Figure 3.4 pour le PCB double couche, à savoir que les pistes arrondies primaires ont un facteur inductif qui décroît moins vite en HF. Cependant, ces résultats sont à relativiser, car comme nous l’avons évoqué précédemment, ces différences peuvent aussi s’expliquer par un montage des prototypes qui n’est pas rigoureusement identique.

Ayant analysé l’impact des géométries des pistes sur l’inductance de fuite, on peut également s’intéresser de ce qu’il advient des capacités parasites du transformateur, en particulier celle de l’enroulement de magnétisation au primaire. En post-caractérisation, elle peut se déterminer à partir de l’impédance à vide vue de l’enroulement primaire du transformateur (courbe en bleu sur la Figure 3.23). La capacité parasite équivalente au primaire peut alors s’exprimer en considérant la fréquence de résonance  $F_r$  de l’impédance  $Z_{p0}$  ainsi que l’inductance magnétisante  $L_m$  (3.1).

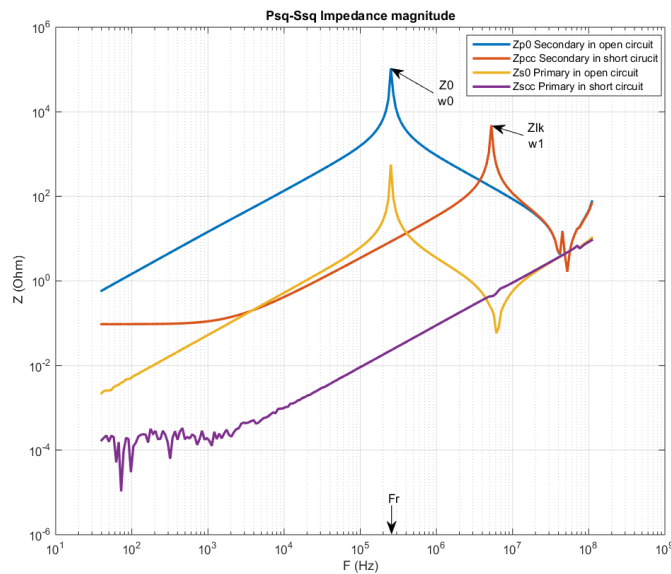


Figure 3.23 : Exemple d’impédances mesurées pour la configuration  $P_c - S_c$

$$C_0 = \frac{1}{L_m (2\pi F_r)^2} \quad (\text{Eq. 3.1})$$

Le Tableau 3.14 liste les valeurs de capacités issues des mesures d'impédances à vide. Ces valeurs sont reportées avec la valeur d'inductance magnétisante associée, ainsi que la fréquence de résonance correspondante.

	Inductance magnétisante (mH)	Capacité parasite ramené au primaire (pF)	Fréquence de résonance (kHz)
$P_c - S_c$	2.22	233.74	221
$P_c - S_r$	2.31	185.46	252
$P_r - S_c$	2.19	199.36	243
$P_r - S_r$	2.53	156.7	243

Tableau 3.14 Comparaison des capacités parasites des différentes configurations

On constate d'une part que la capacité parasite est plus importante pour la configuration  $P_c - S_c$  et que, d'autre part, la fréquence de résonance est la plus faible pour cette même configuration. Cet écart est principalement lié au positionnement relatif des conducteurs des différentes couches, ainsi qu'à la longueur des spires qui diffère suivant les configurations. Comme pour le PCB double couche, on note ici un écart d'environ 33% entre les capacités parasites des configurations  $P_c - S_c$  et  $P_r - S_r$ . Ce second exemple de transformateur 8 couches semble donc montrer qu'une réduction de cette capacité est également possible, cependant le gain peut aussi varier suivant les cas de géométrie. Ce résultat est intéressant, sachant que cette capacité parasite reste un défaut majeur des composants planar relativement aux transformateurs classiques.

#### IV.3.d. Essais en puissance

Les prototypes 8 couches sont maintenant testés en puissance via l'onduleur HF 2kVA (Annexe IV). Les différents transformateurs planar sont testés à vide et en court-circuit pour analyser leurs pertes et les échauffements associés. Les signaux sont observés sur oscilloscope. La Figure 3.24 présente un exemple de relevés à l'oscilloscope pour l'essai en court-circuit du transformateur de configuration  $P_r - S_c$ .

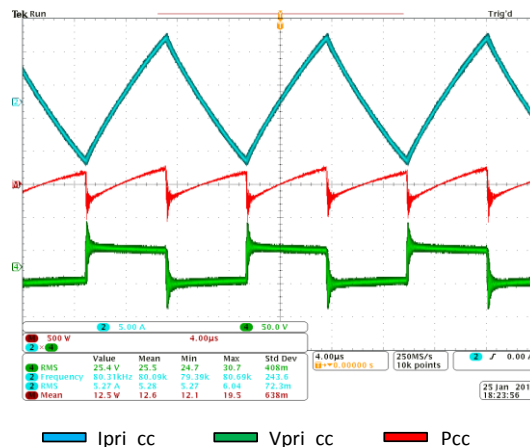


Figure 3.24 : Essai en court-circuit du transformateur  $P_r - S_c$  - Relevés à l'oscilloscope

Pour ces essais en puissance, les prototypes de transformateurs planar ne sont pas fixés sur un dissipateur thermique afin de pouvoir évaluer l'échauffement réel des prototypes, sans refroidisseur, en convection naturelle. Tous les essais sont effectués pour une fréquence de commutation de 80kHz. Les essais à vide sont réalisés pour une tension d'entrée de  $300V_{DC}$  tandis que les essais en court-circuit le sont à tension réduite, soit  $26V_{DC}$ . Les relevés des mesures sont résumés dans le Tableau 3.15.

Configuration	Secondaire à vide ( $V_{p0} = 300V, I_0 \approx 0.45A$ )	Secondaire en court-circuit ( $V_p = 26V, I_{prms} = 6A$ )
	$P_o$ (W)	$P_{cc}$ (W)
$P_c - S_c$	4.3	15.2
$P_c - S_r$	2.8	13
$P_r - S_c$	2.7	13.1
$P_r - S_r$	3.3	12.2

Tableau 3.15 Mesures des pertes des différentes configurations - Essais à vide et en court-circuit des transformateurs

Les résultats observés précédemment sont confirmés par ces essais en puissance : L'association de spires à angles rectangulaires au primaire et au secondaire ( $P_c - S_c$ ) conduit à des pertes cuivre plus élevées en comparaison avec les autres combinaisons de spires (Tableau 3.15). Par ailleurs, on constate aussi un impact sur les pertes dans le ferrite, ce qui laisse supposer un impact localisé de ces combinaisons sur le champ magnétique dans le transformateur. En faisant le bilan des pertes (à vide + en court-circuit), par rapport à la combinaison  $P_c - S_c$ , la combinaison  $P_r - S_r$  permet de réduire les pertes du transformateur d'environ 20%.

Pour évaluer l'impact thermique de cette réduction de pertes, il faut d'abord estimer la résistance thermique équivalente  $R_{th}$  des prototypes. Pour ce faire, la température sur le noyau est mesurée avec une caméra infrarouge. En connaissant les pertes, la valeur de la résistance thermique se déduit aisément de (Eq. 2.74). Cette mesure d'échauffement est effectuée sur le transformateur Pr-Sc en court-circuit (Figure 3.25). Avec un échauffement de  $\Delta T = 67^\circ C$  et des pertes en court-circuit de 13.1W pour la configuration  $P_r - S_c$ , on obtient alors  $R_{th} = 5^\circ C/W$ . Avec cette valeur de résistance thermique, une réduction des pertes de 20% (soit de 4W dans cet exemple) équivaut à une diminution de l'échauffement du transformateur d'environ  $20^\circ C$ .

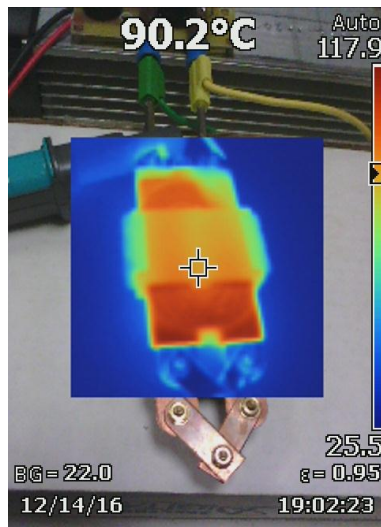


Figure 3.25 : Mesure avec une caméra thermique de la température du prototype de transformateur Pr-Sc en court-circuit

Pour valider cette réduction de l'échauffement, nous réalisons une mesure, pendant 20 minutes, de la température du bobinage primaire des deux cas extrêmes  $P_c - S_c$  et  $P_r - S_r$  avec les secondaires en court-circuit. Cette durée permet d'atteindre le régime permanent. Les mesures sur les 2 prototypes sont réalisées dans les mêmes conditions : Même courant de court-circuit, même température ambiante et les 2 en convection naturelle. Les évolutions des températures en fonction du temps sont tracées sur la Figure 3.26.

On observe ainsi un écart de température maximal de 23°C en transitoire et de 14°C en régime permanent. La configuration  $P_r - S_r$  présente donc un grand intérêt vis-à-vis de la réduction des pertes cuivre et la limitation de l'échauffement dans un transformateur planar multicouches.

Cet écart de température entre les configurations de prototypes est un facteur dimensionnant dans le choix du transformateur. En effet, la durée de vie du composant étant liée à sa température de fonctionnement, en trouvant la combinaison de spires qui minimise ses pertes, on peut ainsi non seulement augmenter la durée moyenne d'utilisation de ces transformateurs mais également réduire la masse des dispositifs de refroidissement associés.

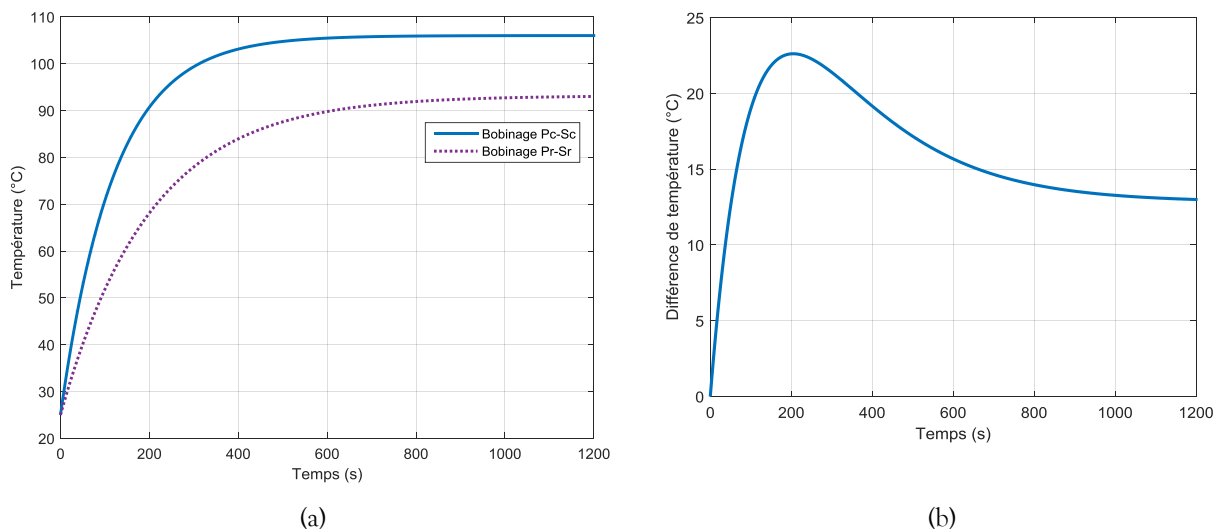


Figure 3.26 : Evolution de la température des combinaisons Pr-Sr et Pc-Sc : (a) Relevé de  $T^\circ$  en fonction du temps et (b) Ecart de température

## V. CONCLUSION

Le critère de densité de puissance nous a conduits à utiliser des noyaux magnétiques planar en E de masses réduites. Cependant, ces noyaux magnétiques imposent aux conducteurs rectangulaires de sortir de la fenêtre de bobinage avec un accroissement des pertes cuivre comparativement aux résultats obtenus avec les conducteurs utilisés dans les noyaux à colonne centrale circulaire. Pour rendre notre solution plus performante, nous avons donc recherché des combinaisons de formes de pistes usuelles permettant de réduire ces pertes cuivre HF.

Ainsi, à partir de prototypes de transformateurs planar en PCB double couche et en feuillard 8 couches, nous avons mis en évidence l'intérêt « d'arrondir les angles » des spires des bobinages, permettant ainsi de réduire les pertes cuivre HF et donc d'améliorer les performances du composant.

Dans les cas étudiés, une réduction des pertes cuivre de 20% pour le feuillard 8 couches a été obtenue. Dans les cas du PCB double couche et feuillard 8 couches, une réduction de la capacité parasite d'environ 30% est également apparue. Ces résultats ont alors été discutés. En plus des incertitudes liées aux mesures, nous avons souligné qu'il y avait des incertitudes sur le montage identique des prototypes en feuillard, notamment au niveau des écarts entre les couches conductrices. Cela ne permet donc pas d'affirmer que des gains similaires ou plus importants, sur les pertes cuivre, les inductances de fuite et les capacités parasites pourraient être obtenus pour d'autres CMP multicouches.

Par ailleurs, les gains obtenus sur les pertes cuivre HF des prototypes en feuillard ont pu être confirmés au niveau thermique. Un essai en puissance a montré que le prototype avec des angles arrondis avait des températures plus faibles (jusque 23°C de moins en transitoire) qu'avec une configuration classique à angles carrés. Ce gain aura aussi un impact sur l'encombrement du dissipateur à dimensionner pour refroidir le transformateur, et donc une potentielle amélioration de la densité de puissance du système.

Dans le dernier chapitre, nous allons concevoir, à l'aide des modèles analytiques présentés dans le second chapitre, des transformateur planar PCB utilisant cette méthode de combinaisons de spires, pour l'application aéronautique visée.

## *CHAPITRE 4 : Développement de transformateurs planar de puissance en technologie PCB pour convertisseur DC/DC aéronautique*

"Tout grand progrès scientifique est né d'une nouvelle audace de l'imagination."  
John Dewey

## I. INTRODUCTION

Les travaux réalisés dans ce chapitre entrent dans le contexte de l'avion plus électrique (MEA : More Electrical Aircraft). Cette thématique de l'avion plus électrique mobilise l'ensemble des équipementiers aéronautiques autour de nombreux projets. Parmi ceux-ci, le projet GENOME (GEstioN OptiMisée de l'Energie) vise à augmenter la puissance électrique embarquée dans les nouvelles générations d'avions. Cette augmentation se fait notamment par l'amélioration de l'efficacité énergétique et l'accroissement des densités de puissance des équipements électriques à bord des appareils.

Par rapport aux actionneurs hydrauliques et pneumatiques, les systèmes électriques présentent plusieurs avantages tels que la réduction de la masse, la rationalisation de l'énergie un faible coût de maintenance. Ces systèmes électriques se retrouvent donc de plus en plus dans les réseaux de bord des avions, en lien, notamment avec le développement de nouveaux composants de puissance permettant d'augmenter l'efficacité des convertisseurs et leur compacité. La Figure 4.1 présente un exemple de réseaux de bord avec un réseau normal (en bleu) et un réseau de secours (en orange). Ces différents réseaux sont interconnectés par des convertisseurs de puissance (« Backup Converter » sur la Figure 4.1) de différentes natures (DC/DC, AC/DC ...) et topologies.

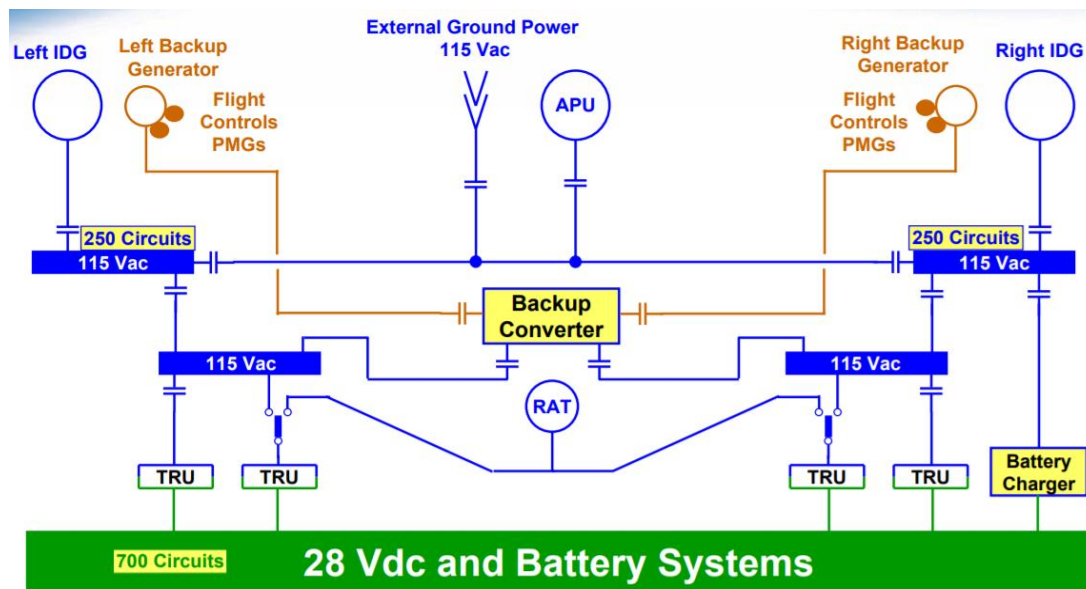


Figure 4.1 : Exemple simplifié d'un réseau électrique de bord dans un avion Boeing 777 [146]

Dans ce chapitre, nous allons nous focaliser sur le développement de transformateurs planar de puissance pour une application de convertisseur tri-port DC/DC isolé. Les transformateurs planar seront développés en technologie PCB. En effet, cette technologie permet une meilleure intégration de puissance et est beaucoup plus adaptée aux contextes et processus industriels.

Dans la première partie de ce chapitre, nous présenterons les spécifications et le fonctionnement du convertisseur DC/DC à développer. Ce travail spécifique de développement du convertisseur a été mené au G2Elab en partenariat avec la société SIREPE, dans le cadre d'une thèse CIFRE [147]. Dans cette première partie, après une présentation du cahier des charges, du convertisseur et la description des différentes modulations possibles, l'accent sera mis sur les contraintes dimensionnantes des composants magnétiques de la structure et notamment du transformateur planar, central, à trois enroulements.

La deuxième partie sera dédiée au dimensionnement et à la modélisation de différents prototypes de transformateurs planar 3 enroulements en technologie PCB. Le travail, dans cette partie, se base principalement sur les outils, méthodes et modèles présentés dans les chapitres précédents. Les valeurs de pertes, d'inductances, ainsi que le comportement thermique des composants seront évalués de manière analytique et par calcul éléments finis.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre sera dédiée à la caractérisation des prototypes et à leur intégration au sein du convertisseur. Divers tests et comparaisons seront alors réalisés pour montrer les bonnes performances des transformateurs planar et prouver, ainsi, l'intérêt de l'utilisation de tels composants dans ce contexte MEA.



## II. ETUDE DU CONVERTISSEUR TRI-PORT DC/DC ISOLE ET DE SES CONTRAINTES

### II.1. Présentation générale

Le dispositif que nous allons étudier est un convertisseur DC/DC tri-port bidirectionnel (Figure 4.2). Il doit permettre de générer aussi bien le réseau normal (LVDC charge) que celui de secours (LVDC BAT) à partir du bus de tension HVDC ( $\pm 270V_{DC}$ ). C'est une des particularités de ce convertisseur qui est connecté directement à ce nouveau bus HVDC.

Parmi les contraintes, le convertisseur doit avoir une masse et un encombrement réduits pour atteindre une densité de puissance élevée (minimum 1.6kW/kg, 1kW/L), ce qui est supérieur à ce qui existe actuellement [14]. L'objectif de rendement du convertisseur est de 94%, à puissance nominale.

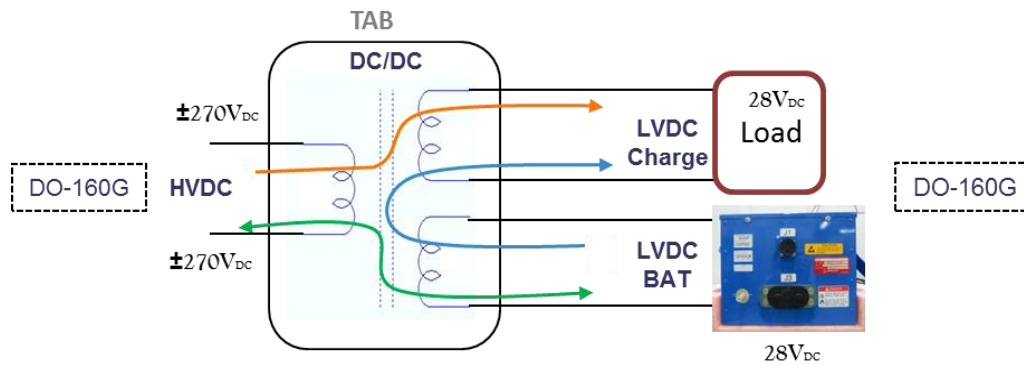


Figure 4.2 : Synoptique du convertisseur avec la norme aéronautique DO-160

### II.2. Spécifications et modes de fonctionnement

Le convertisseur DC-DC tri-port étudié est réversible et comporte un transformateur de puissance, permettant une isolation galvanique des différents ports entre eux et adaptant leur niveau de tension.

Les différentes fonctions définies dans le cahier des charges précisent le rôle attendu du convertisseur par rapport aux différents ports pour les différents modes de fonctionnement envisagés. La Figure 4.3 représente ces différentes fonctions et spécifie, pour chacune d'entre elles, les niveaux de puissance maximale par rapport aux valeurs de puissance nominale. Le convertisseur doit donc réaliser les sept fonctions suivantes :

- F1 : Générer un réseau basse tension continue (Low Voltage Direct Current ou LVDC) régulée et isolée à partir du réseau haute tension continue (High Voltage Direct Current ou HVDC).
- F2 : Charger une batterie basse tension LVDC à partir du réseau HVDC en assurant une isolation électrique.
- F3 : Générer une tension HVDC régulée et isolée à partir d'une batterie LVDC.
- F4 : Générer une tension LVDC régulée et isolée à partir d'une batterie LVDC.
- F5 : Gérer les modes de transferts de puissances (commande).
- F6 : Rendre compte du bon fonctionnement (commande).
- F7 : Réaliser différents types de parallélisation.

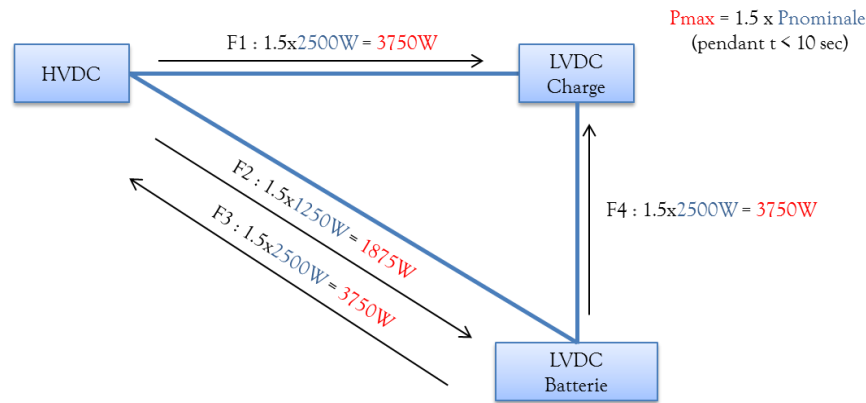


Figure 4.3 : Synoptique des différents modes de fonctionnement

La dernière fonction F7 est particulière. En effet, la commande du convertisseur doit permettre différentes parallélisations, parmi lesquelles la mise en parallèle des deux ports LVDC pour :

- Soit générer une tension LVDC isolée à partir du réseau HVDC.
- Soit générer une tension HVDC régulée et isolée à partir d'une tension LVDC.

Un des cas de mise en parallèle est résumé sur la Figure 4.4.

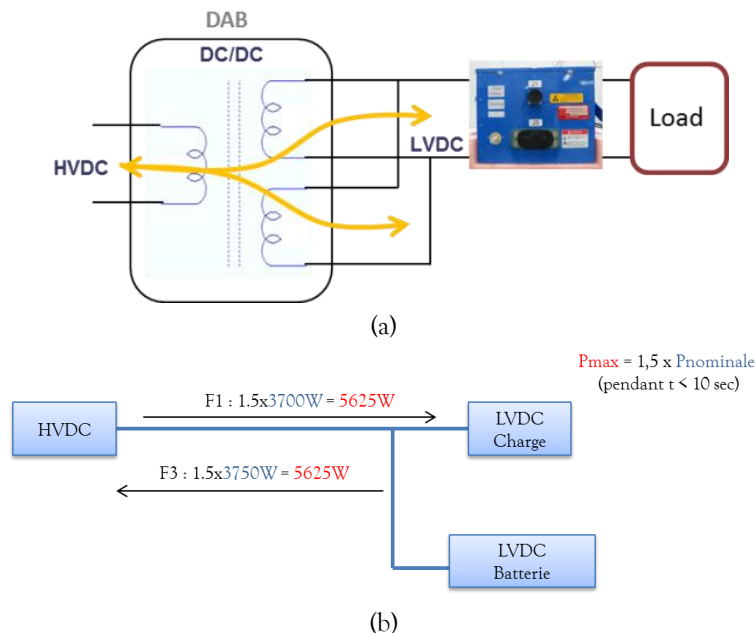


Figure 4.4 : Mise en parallèle des ports LVDC (Fonction F7) : (a) Synoptique et (b) Puissances transmissibles

Les spécifications des différents modes de fonctionnement sont résumées dans le Tableau 4.1. Pour assurer ces différentes fonctions, plusieurs topologies de convertisseurs DC/DC peuvent être utilisées. Parmi ces dernières, on peut citer le convertisseur en pont complet [148], les convertisseurs à résonance série-parallèle LLC [140] ou LCC [149], le Triple Active Bridge [150]...

Après une étude menée au SIREPE [151], la structure Triple Active Bridge (TAB) a été retenue car elle présentait des caractéristiques intéressantes vis-à-vis de ce cahier des charges.

Dans le Tableau 4.1, les puissances  $P_{nij}$  représentent les puissances nominales transmissibles entre les ports  $i$  et  $j$ . On considère :

- Port 1 : HVDC.
- Port 2 : LVDC charge (renommé LVDC régulée).
- Port 3 : LVDC batterie.

Convertisseur TAB (tri-port) de 3.75 kW		Fonction assurée
Puissances nominales	$P_{n_{12}} = 2.5 \text{ kW}$ $P_{n_{13}} = 1.25 \text{ kW}$ $P_{n_{31}} = -2.5 \text{ kW}$ $P_{n_{32}} = -2.5 \text{ kW}$	F1 : HVDC → LVDC régulée F2 : HVDC → LVDC batterie F3 : LVDC batterie → HVDC F4 : LVDC batterie → LVDC régulée
Puissances maximales pouvant transitées pendant 10s max	$1.5 * P_{n_{12}} = 3.75 \text{ kW}$ $1.5 * P_{n_{13}} = 1.875 \text{ kW}$ $1.5 * P_{n_{31}} = -3.75 \text{ kW}$ $1.5 * P_{n_{32}} = -3.75 \text{ kW}$	F1 : HVDC → LVDC régulée F2 : HVDC → LVDC batterie F3 : LVDC batterie → HVDC F4 : LVDC batterie → LVDC régulée
Mise en parallèle des secondaires		
Cas 1	$1.5 * (P_{n_{12}} + P_{n_{13}}) = 5.625 \text{ kW}$	F1 : HVDC → LVDC régulée
Cas 2	$1.5 * (P_{n_{12}}) = 3.75 \text{ kW}$	F3 : LVDC batterie → HVDC
Fréquence de découpage Fsw	100 kHz	
Volume	200*140*80mm <sup>3</sup> (2.24L)	
Masse	1.875 Kg	
Densité de puissance	2 kW/kg - 1.8 kW/L	
Pertes totales	225W	Dimensionnant pour le radiateur
Rendement	94%	Pour 18°C < Tamb < 30°C

Tableau 4.1: Résumé des spécifications techniques

## II.3. Convertisseur TAB

### II.3.a. Description du convertisseur

Le TAB est un convertisseur reliant 3 bus DC (ici un bus HVDC et deux LVDC) via trois ponts complets (full bridge) isolés les uns des autres par un transformateur HF à 3 enroulements (Figure 4.5). Ses avantages sont :

- Un nombre réduit de composants magnétiques.
- Une bonne répartition du courant dans les semi-conducteurs de puissance.
- Un fonctionnement en commutation douce adapté à la montée en fréquence.
- Structure symétrique qui permet une meilleure répartition des courants dans les composants de puissance.

Ces caractéristiques permettent à cette topologie d'atteindre des densités de puissances élevées [150]. Pour optimiser le fonctionnement de ce convertisseur, il a été décidé d'utiliser des semi-conducteurs de puissance en carbure de silicium (SiC) côté HVDC et des composants semi-conducteurs de puissance en silicium (Si) côté LVDC (Figure 4.5). Le Tableau 4.2 présente un résumé du cahier des charges électrique du convertisseur TAB à développer pour cette application.

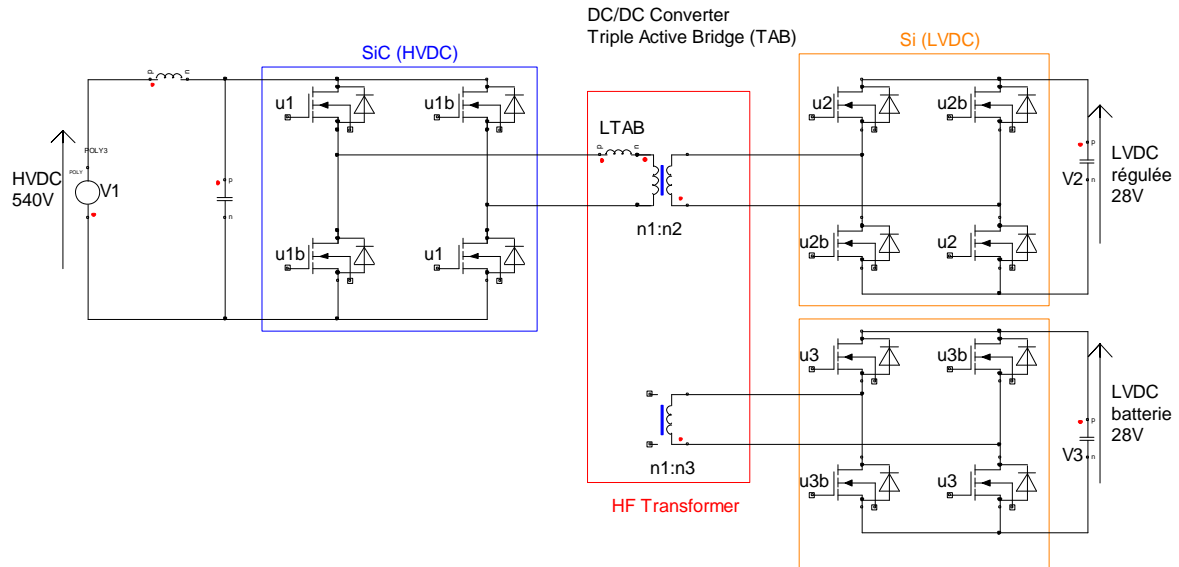


Figure 4.5 : Schéma électrique du TAB

Port	HVDC vers LVDC			LVDC batterie vers HVDC ou LVDC régulée		
	HVDC	LVDC régulée	LVDC batterie	HVDC	LVDC régulée	LVDC batterie
Puissance maximale admissible (kW)	5.625	3.75	1.875	3.75	3.75	3.75
Puissance nominale (kW)	3.75	2.5	1.25	2.5	2.5	2.5
Tension efficace primaire	$V_1 \in [450 \text{ V}; 650 \text{ V}]$					
Tension efficace secondaire 1	$V_2 \in [26 \text{ V}; 32 \text{ V}]$					
Tension efficace secondaire 2	$V_3 \in [16 \text{ V}; 32 \text{ V}]$					
Ratio du transformateur	17 : 1 : 1					
Fréquence de découpage	$F_{sw} = 100\text{kHz}$					

Tableau 4.2 : Résumé du cahier des charges du convertisseur TAB

Les plages de variations des tensions efficaces au primaire et au secondaire 1 conduisent à un rapport de transformation  $N \in [15 ; 20]$ . Nous avons décidé de développer des prototypes de transformateurs avec des rapports 16,17 et 18, mais le coût de prototypage en était augmenté (cf. CAO en Annexe V). Ainsi, pour réduire ce coût, dans un premier temps, nous n'avons développé que des transformateurs avec un rapport 1/17 ( $N=17$ ). Des simulations présentées en Figure A. 16 (Annexe VI) montrent que ce rapport de transformation doit permettre au transformateur d'avoir de bonnes performances.

Une difficulté majeure de cette structure TAB est la forme d'onde du courant dans la self de fuite primaire  $L_{TAB}$ . En effet, ce paramètre est très fortement dépendant du point de fonctionnement (tensions d'entrée et de sortie et puissance) [152] [153] [154]. Lorsque le convertisseur est à un point de fonctionnement différent des conditions nominales, les courants deviennent très importants dans les semi-conducteurs de puissance, dans le transformateur HF et dans les condensateurs de filtrage. Ceci impose donc une contrainte supplémentaire car les enroulements secondaires et les condensateurs de filtrage côté LVDC doivent alors supporter des courants efficaces importants de l'ordre de la centaine d'ampères.

Par rapport à la description précédente du réseau de bord de l'avion, on peut souligner le fait que cette topologie peut répondre aux deux besoins initiaux :

- Assurer un réseau normal ou de secours : les deux ports LVDC sont parallélisés (batterie flottante sur le port LVDC régulé cf. Figure 4.4). La tension LVDC régulée est générée que ce soit en mode normal, à partir du HVDC, ou de secours (à partir de la batterie).
- Assurer le « futur réseau » normal : le réseau 28V est assuré (Figure 4.3). La tension ne dépend alors plus du niveau de charge de la batterie, ce qui engendre un gain de masse sur le câblage. En effet, le fait d'avoir un réseau 28V régulé, permet de maîtriser le niveau de courant même en l'absence du réseau HVDC. Il n'est alors plus nécessaire de dimensionner les câbles électriques pour le niveau bas de la batterie (par exemple 16V). En outre, les contraintes sur les équipements électriques s'en trouvent réduites. Cependant, en cas de défaut du convertisseur, cette configuration (Figure 4.3) ne permet plus d'assurer le mode de secours avec la batterie. Un autre réseau de secours restant disponible sur le réseau de bord (Tableau 4.1).

La mise en parallèle des parties LVDC équivaut à un fonctionnement en DAB (Double Active Bridge) (Figure 4.6) ou configuration « DAB équivalente », qui est la version bi-port du TAB.

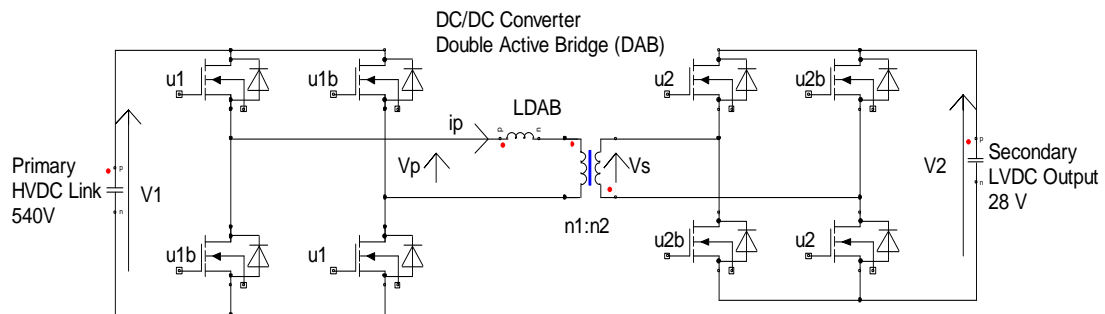


Figure 4.6 : Schéma électrique d'un convertisseur DAB

Le TAB comme le DAB peuvent se commander simplement à partir d'une modulation par déphasage de la commande des ponts. Cette modulation est appelée modulation phase shift (PSM). Nous allons d'abord expliciter cette modulation PSM dans le cas du convertisseur 2 ports DAB, avant de détailler celle du convertisseur à 3 ports TAB.

### II.3.b. Modulation Phase Shift (PSM) du convertisseur DAB

La modulation PSM du DAB permet de commander les bras des ponts HVDC et LVDC avec un rapport cyclique constant  $D=0.5$  et un déphasage variable  $\psi$  entre les tensions primaire et secondaire. La Figure 4.7 illustre cette commande. La Figure 4.8 montre les formes d'ondes des tensions primaire et secondaire ainsi que le courant primaire obtenus pour cet exemple de commande PSM.

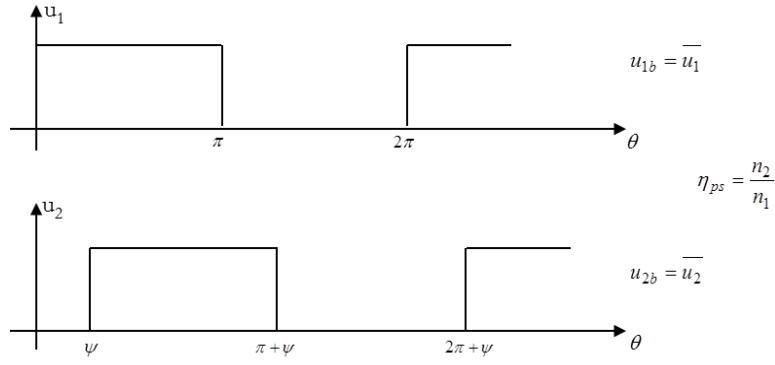


Figure 4.7 : Commandes des transistors du DAB en modulation PSM

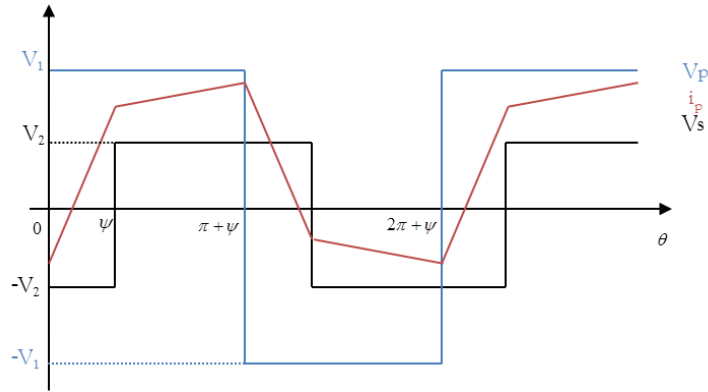


Figure 4.8 : Formes d'ondes en modulation PSM

En étudiant le DAB en fonctionnement HVDC vers LVDC (fonction F1), les variables d'état du système sont la tension de sortie  $V_2$  et le courant  $i_p$  dans la self de fuite primaire  $L_{DAB}$ . La commande du DAB permet de distinguer deux séquences de fonctionnement sur une demi-période de fonctionnement. Pour les séquences suivantes :

- $\Phi$  est le flux principal dans le noyau magnétique.
- $\eta_{ps} = n_2/n_1$  est le rapport de transformation du transformateur.
- $\omega$  est la pulsation électrique liée à la fréquence de découpage  $F_{sw}$  par  $\omega = 2\pi \times F_{sw}$ .

Séquence 1 :  $0 < \theta < \psi$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{-V_2}{n_2}$$

$$L_{DAB} \frac{di_p}{dt} = V_1 + \frac{V_2}{\eta_{ps}}$$

$$i_p(\theta) = i_{p0} + \left( V_1 + \frac{V_2}{\eta_{ps}} \right) \frac{1}{L_{DAB} \omega} \theta$$

$$\text{On pose } i_{p1} = i_{p0} + \left( V_1 + \frac{V_2}{\eta_{ps}} \right) \frac{1}{L_{DAB} \omega} \psi$$

Séquence 2 :  $\psi < \theta < \pi$

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{V_2}{n_2}$$

$$L_{DAB} \frac{di_p}{dt} = V_1 - \frac{V_2}{\eta_{ps}}$$

$$i_p(\theta) = i_{p1} + \left( V_1 - \frac{V_2}{\eta_{ps}} \right) \frac{1}{L_{DAB} \omega} (\theta - \psi)$$

$$\text{On pose } i_{p2} = i_{p1} + \left( V_1 - \frac{V_2}{\eta_{ps}} \right) \frac{1}{L_{DAB} \omega} (\pi - \psi)$$

Comme le courant  $i_p$  est alternatif, il admet une symétrie par rapport à la demi-période  $\pi$ . On peut donc écrire :  $i_{p2} = i_p(\pi) = -i_{p0}$ .

On en déduit donc l'expression du courant primaire  $i_p(\theta)$  :

$$i_p(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{L_{DAB}\omega} \left[ \left( V_1 + \frac{V_2}{\eta_{ps}} \right) \left( \theta - \frac{\psi}{2} \right) + \frac{1}{2} \left( \frac{V_2}{\eta_{ps}} - V_1 \right) (\pi - \psi) \right] & \text{si } 0 < \theta < \psi \\ \frac{1}{L_{DAB}\omega} \left[ \left( V_1 + \frac{V_2}{\eta_{ps}} \right) \frac{\psi}{2} + \left( V_1 - \frac{V_2}{\eta_{ps}} \right) \left( \theta - \frac{\psi}{2} - \frac{\pi}{2} \right) \right] & \text{si } \psi < \theta < \pi \end{cases} \quad (\text{Eq. 4.1})$$

La puissance moyenne transmise au secondaire s'écrit donc :

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_p(\theta) \times i_p(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{V_s(\theta)}{\eta_{ps}} \times i_p(\theta) d\theta \quad (\text{Eq. 4.2})$$

$$P = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^\psi \left( \frac{-V_2}{\eta_{ps}} \times i_p(\theta) d\theta \right) + \int_\psi^\pi \left( \frac{V_2}{\eta_{ps}} \times i_p(\theta) d\theta \right) \right]$$

$$P = \frac{1}{L_{DAB}\omega} V_1 \frac{V_2}{\eta_{ps}} \psi \left( 1 - \frac{|\psi|}{\pi} \right) \quad \text{Avec } \frac{-\pi}{2} < \psi < \frac{\pi}{2} \quad (\text{Eq. 4.3})$$

On peut constater donc que pour un point de fonctionnement ( $V_1, V_2, \omega$ ), la puissance dépend directement du déphasage  $\psi$  entre les ponts. La puissance échangée est donc réglable par ce déphasage  $\psi$ . Pour ce type de modulation, il est aussi courant d'utiliser un déphasage normalisé,

$$\delta_n = \frac{\psi}{2\pi}.$$

En dérivant l'expression de la puissance P par rapport à  $\psi$ , on trouve que sa dérivée s'annule pour  $\psi = \frac{\pi}{2}$ . Pour cette valeur de déphasage la puissance maximale vaut :

$$P_{\max} = P\left(\psi = \frac{\pi}{2}\right) = \frac{1}{L_{DAB}\omega} V_1 \frac{V_2}{\eta_{ps}} \frac{\pi}{4} \quad (\text{Eq. 4.4})$$

En remplaçant la pulsation  $\omega$  par  $2\pi F_{sw}$ , la puissance maximale peut aussi écrire :

$$P_{\max} = \frac{V_1 V_2}{8\eta_{ps} F_{sw} L_{DAB}} \quad (\text{Eq. 4.5})$$

Ainsi, pour un point de fonctionnement ( $V_1, V_2, F_{sw}$ ) la puissance maximale admissible dans un DAB est fonction du rapport de transformation  $\eta_{ps}$  et de l'inductance de fuite  $L_{DAB}$  du transformateur. Ces deux paramètres sont donc déterminants pour le fonctionnement du convertisseur.

### II.3.c. Modulation Phase Shift (PSM) du convertisseur TAB

La modulation PSM du TAB permet de commander les bras des ponts HVDC et LVDC avec un rapport cyclique constant  $D=0.5$  et de régler la puissance entre le pont HVDC et les deux ponts LVDC via les déphasages  $\psi_{12}$  et  $\psi_{13}$ . Le déphasage  $\psi_{23}$  règle la puissance entre les deux ports LVDC et se déduit à partir des deux autres (Figure 4.9) :

$$\psi_{23} = \psi_{13} - \psi_{12} \quad (\text{Eq. 4.6})$$

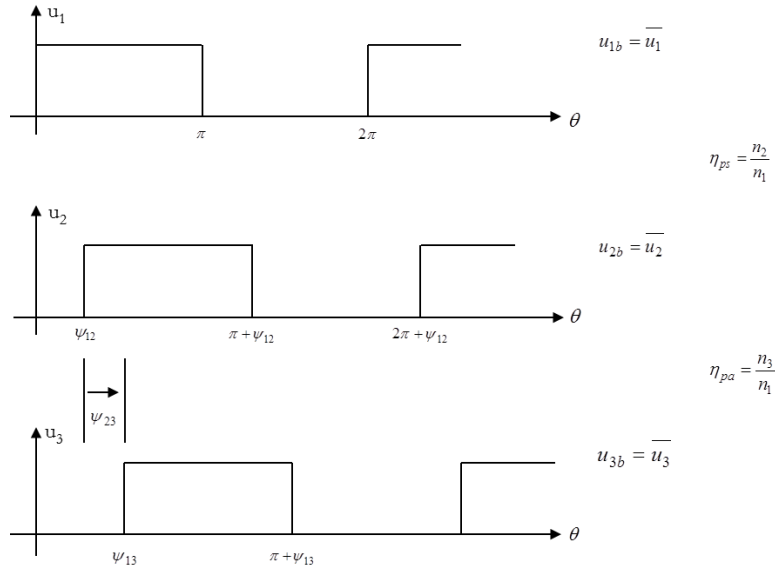


Figure 4.9 : Commande PSM du TAB

Les puissances transitées vers un port LVDC se calculent de manière similaire au DAB en sommant les puissances issues des deux autres ports. Pour le port 2, la puissance s'écrit donc suivant (Eq. 4.7) tandis que pour le port 3 l'expression est donnée par (Eq. 4.8)

$$P_2 = P_{12} + P_{32} = \frac{V_2}{\eta_{ps} L_{TAB} \omega} \left[ V_1 \times \psi_{12} \left( 1 - \frac{|\psi_{12}|}{\pi} \right) + \frac{V_3}{\eta_{pa}} \psi_{32} \left( 1 - \frac{|\psi_{32}|}{\pi} \right) \right] \quad (\text{Eq. 4.7})$$

Avec :  $\psi_{32} = \psi_{12} - \psi_{13}$

$$\eta_{pa} = \frac{n_3}{n_1}$$

$$P_3 = P_{13} + P_{23} = \frac{V_3}{\eta_{pa} L_{TAB} \omega} \left[ V_1 \times \psi_{13} \left( 1 - \frac{|\psi_{13}|}{\pi} \right) + \frac{V_2}{\eta_{ps}} \psi_{23} \left( 1 - \frac{|\psi_{23}|}{\pi} \right) \right] \quad (\text{Eq. 4.8})$$

La commande du TAB introduit un déphasage supplémentaire par rapport au DAB, mais cette commande PSM reste relativement simple à mettre en œuvre. Dans la configuration TAB, suivant le point de fonctionnement, la puissance transitée dépend toujours des caractéristiques du transformateur, à savoir :

- Les rapports de transformation ( $\eta_{ps}$  et  $\eta_{pa}$ ).
- L'inductance de fuite ramenée au primaire.

Du fait du cahier des charges très ambitieux en termes de rendement et de densité de puissance, une réduction des pertes a été privilégiée. Pour ce faire, une commutation à zéro de tension (ZVS : Zero Voltage Switching) des semi-conducteurs de tous les ponts, que ce soit en configuration TAB ou en DAB, a été choisie pour limiter les pertes par commutation à l'amorçage des transistors de puissance. Cependant, cette commutation en ZVS ne peut être assurée pour toute la plage de modulation PSM et notamment lorsque l'on s'éloigne du point de fonctionnement nominal ( $V_2 = \eta_{ps} \times V_1$ ). En plus, les courants efficaces dans le montage deviennent importants et augmentent les pertes non seulement dans les semi-conducteurs de puissance mais aussi dans les condensateurs de filtrage et le transformateur HF. Il est donc nécessaire de recourir à d'autres types de modulations permettant de réduire les pertes dans le convertisseur quel que soit le point de fonctionnement.



II.3.d. Modulations alternatives

D'autres solutions consistent à utiliser des modulations permettant de contrôler la forme d'onde du courant et ainsi d'assurer cette condition de ZVS pour tous les cas de figures. Ces commandes, appelées modulations alternatives, permettent, à partir du contrôle des déphasages et des rapports cycliques des ponts, de réduire le niveau des courants efficaces dans le montage et donc les pertes.

Dans cette partie les différentes modulations alternatives ne seront pas développées, néanmoins parmi elles, on peut citer la modulation NMS (New Modulation Strategy) [155] et les modulations triangle et trapèze [156] [157] qui possèdent 2 degrés de liberté en configuration DAB. Les différentes modulations du DAB sont résumées dans le Tableau 4.3. Dans ce tableau,  $D_1$  et  $D_2$  sont les rapports cycliques respectivement associés aux ponts HVDC et LVDC.

Modulation	Conditions fixées	Paramètres de réglage (degrés de liberté)
Phase-Shift	$D_1 = D_2 = 0.5$	$\Psi$
Triangle	Conduction discontinu : relation entre $D_1$ , $D_2$ et $\Psi$	$D_1$ et $D_2$
Trapèze	Courant initial nul imposant une relation entre $D_1$ , $D_2$ et $\Psi$	$D_1$ et $D_2$
NMS	Un rapport cyclique constant : $D_1$ ou $D_2$	$D_1$ (ou $D_2$ ) et $\Psi$
Autres modulations	aucunes	$D_1$ , $D_2$ et $\Psi$

Tableau 4.3: Différentes modulations possibles en configuration DAB

Pour montrer l'intérêt des modulations alternatives, une comparaison analytique entre la modulation PSM et la NMS pour un DAB est réalisée pour des puissances de 500W (Tableau 4.4) et 2.5kW (Tableau 4.5) et diverses tensions d'entrée et de sortie. Pour ces comparaisons,  $L_{DAB} = 30\mu\text{H}$ ,  $F_{sw} = 100\text{kHz}$ . Dans les tableaux suivants,  $m$  représente le rapport cyclique du DAB et  $I_{Lrms}$  le courant efficace dans  $L_{DAB}$ .

$V_{in}$	700V			540V			476V			350V		
$V_{out}$	26V	28V	30V	26V	28V	30V	26V	28V	30V	26V	28V	30V
$m$	0.45	0.5	0.55	0.7	0.8	0.9	0.9	1	0.9	0.65	0.6	0.55
$\delta_n$	-0.796	-0.729	-0.659	-0.415	-0.268	-0.119	-0.107	0.042	-0.114	-0.456	-0.534	-0.611
$I_{Lrms}$ (NMS)	5.89A	5.70A	5.40A	3.49A	2.67A	1.63A	1.85A	1.06A	1.80A	3.30A	3.88A	4.37A
ZVS (NMS)	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
$I_{Lrms}$ (PSM)	12.45A	10.81A	9.18A	4.83A	3.24A	1.73A	1.97A	1.06A	1.93A	4.61A	6.19A	7.79A
ZVS (PSM)	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	OK	NOK	NOK	NOK	NOK

 Tableau 4.4 : Comparaison des modulations PSM et NMS pour  $P_{out} = 500\text{W}$  [158]

$V_{in}$	700V			540V			476V			350V		
$V_{out}$	26V	28V	30V	26V	28V	30V	26V	28V	30V	26V	28V	30V
$m$	0.5	0.55	0.6	0.78	0.9	0.95	0.95	1	0.95	0.8	0.72	0.65
$\delta_n$	-0.481	-0.45	-0.408	-0.092	0.047	0.105	0.167	0.224	0.132	0.068	-0.047	-0.144
$I_{Lrms}$ (NMS)	8.65A	8.13A	7.56A	6.82A	5.92A	5.15A	5.97A	5.52A	5.55A	7.97A	8.41A	8.81A
ZVS (NMS)	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
$I_{Lrms}$ (PSM)	13.26A	11.67A	10.11	7.14A	6.00A	5.16A	5.98A	5.52A	5.56A	8.17A	8.94A	9.96A
ZVS (PSM)	NOK	NOK	NOK	NOK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	NOK	NOK

 Tableau 4.5 : Comparaison des modulations PSM et NMS pour  $P_{out} = 2500\text{W}$  [158]

On constate bien que la modulation NMS permet de respecter la condition de ZVS quel que soit le point de fonctionnement. De même, elle permet de réduire la valeur du courant efficace dans la self  $L_{DAB}$ , dans les semiconducteurs de puissance et dans les condensateurs de filtrage. Cette réduction du courant efficace permet et ainsi de réduire les pertes dans ces différents composants. Une validation expérimentale de cette modulation NMS a été effectuée [158], en boucle ouverte, sur une maquette basse puissance (50V, 500W) CN096 [159]. Le test a été effectué avec une inductance seule, sans transformateur, avec  $L=10\mu\text{H}$ ,  $F_{sw}=50\text{kHz}$ ,  $V_{in}=12\text{V}$ ,  $V_{out}=8\text{V}$ , et  $P_{out}=12.8\text{W}$ .

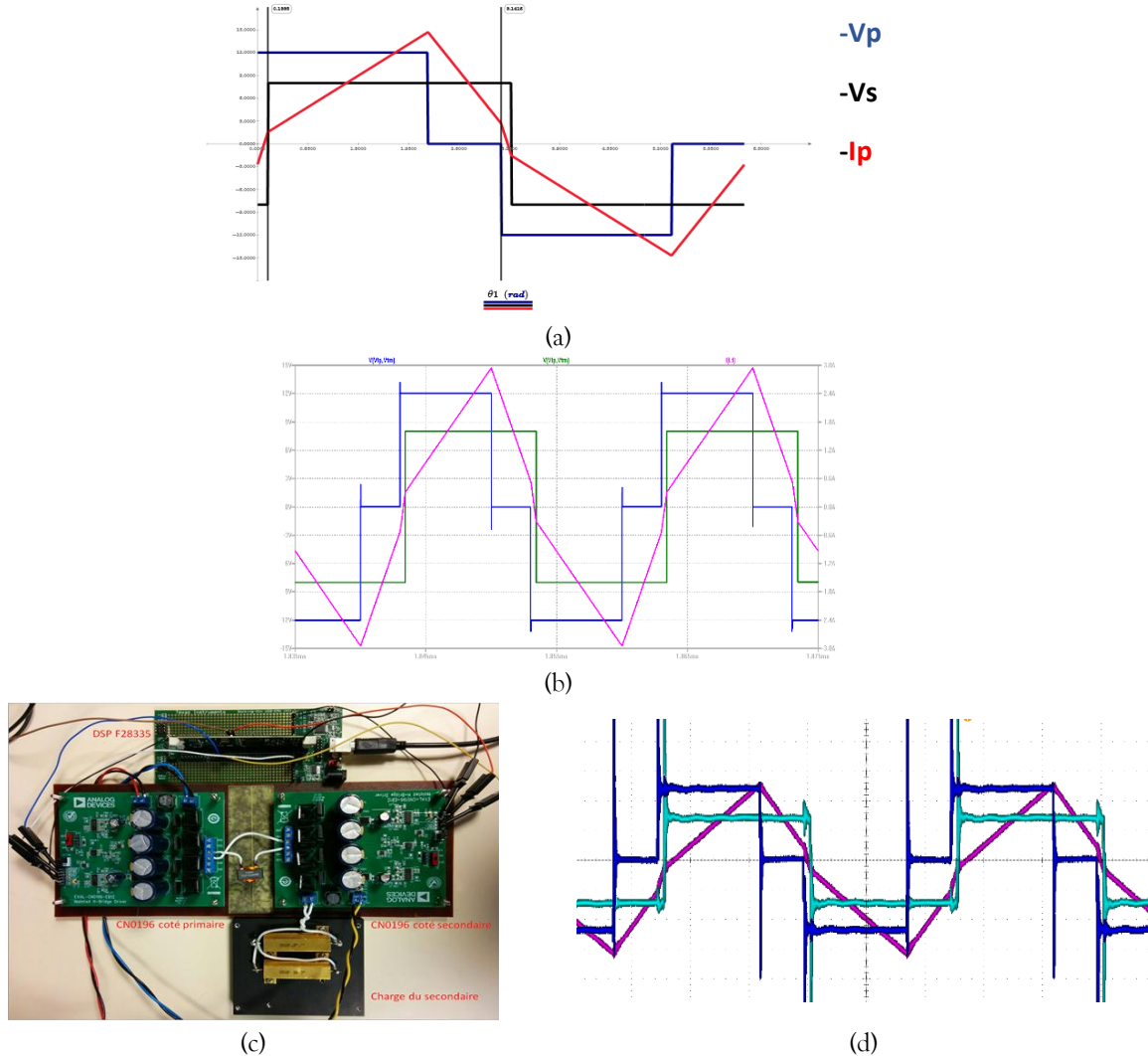


Figure 4.10: Validation de la modulation NMS (a) Formes d’ondes avec modèles analytiques, (b) Formes d’ondes avec modèle LTSPICE, (c) Maquette basse puissance et (d) Formes d’ondes mesurées [158]

En configuration DAB, les autres modulations alternatives permettant de réduire les courants efficaces sont au nombre de 12 [156], notées « Modulation M » sur la Figure 4.11. Elles peuvent être sélectionnées de manière optimale pour réduire le courant suivant le point de fonctionnement. Enfin, suivant la puissance à transiter dans le DAB, une stratégie de gestion des modulations a été proposée [156] [160] en fonction de la puissance.

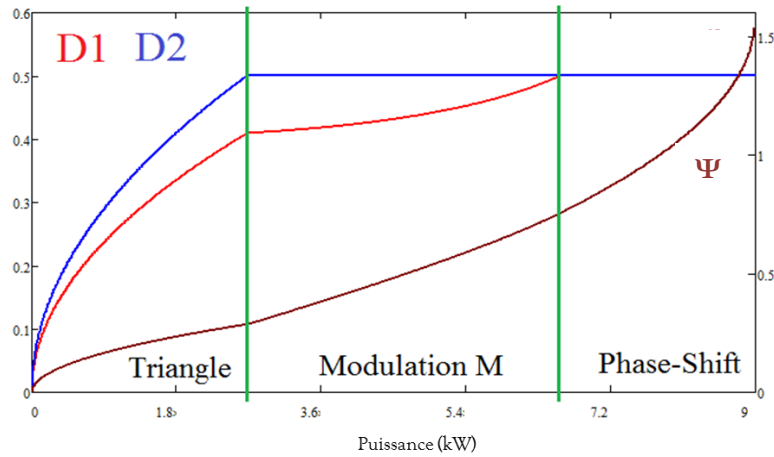


Figure 4.11 : Gestion des modulations du DAB en fonction de la puissance [160]

En configuration TAB, il existe une multitude d'autres commandes étant donné qu'aucune condition n'est fixée. Cela rend l'implémentation de ces stratégies dans un microcontrôleur beaucoup plus complexe.

Le choix de la stratégie de contrôle suivant le point de fonctionnement doit assurer la condition de ZVS et la limitation des courants dans le convertisseur.

En effet, le critère d'optimisation de ladite commande est la minimisation des courants efficaces commutés par les semi-conducteurs de puissance (MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), dans les condensateurs et bien sûr dans les composants magnétiques. Ce choix de critère se justifie notamment par la volonté de réduire les pertes dans tous ces composants et donc les dimensions du système de refroidissement associé.

Par la suite, nous allons présenter les contraintes imposées par le TAB sur les composants magnétiques. Puis, nous nous focaliserons sur la configuration « DAB équivalente » qui permet une commande optimale avec un nombre réduit de modulations alternatives.

## II.4. Contraintes sur les composants magnétiques

Comme nous l'avons vu, outre le volume et la masse réduite, les composants magnétiques (i.e. le transformateur et la self au primaire) doivent répondre à certains critères (rapport de transformation et self de fuite vue du primaire) liés aux contraintes de la loi de commande.

La spécification impose une puissance nominale de 3.75kW et pouvant atteindre 1.5 fois cette valeur soit 5.625kW pendant 10 secondes (Tableau 4.1). Ceci fixe donc la gamme de puissance du transformateur [0 ; 5.6kW].

Pour déterminer les différentes inductances de fuites nécessaires au convertisseur TAB, on ramène son schéma électrique (Figure 4.5) à des schémas équivalents étoile (Y) et triangle ( $\Delta$ ). Pour cela, on suppose que l'inductance magnétisante est suffisamment grande devant les inductances de fuite pour supprimer cette branche du schéma. Ainsi, on obtient un schéma d'un transformateur à 3 enroulements couplés en Y. Avec la transformation Y- $\Delta$  adéquate, on peut retrouver le schéma électrique équivalent en couplage  $\Delta$ . Ces transformations que l'on retrouve dans la littérature [150] [153] [154] permettent de se ramener à un schéma équivalent DAB, qui permet d'obtenir l'inductance  $L_{DAB}$  équivalente rendant possible les transferts de puissances maximales entre les différents enroulements. La Figure 4.12 résume cette démarche.

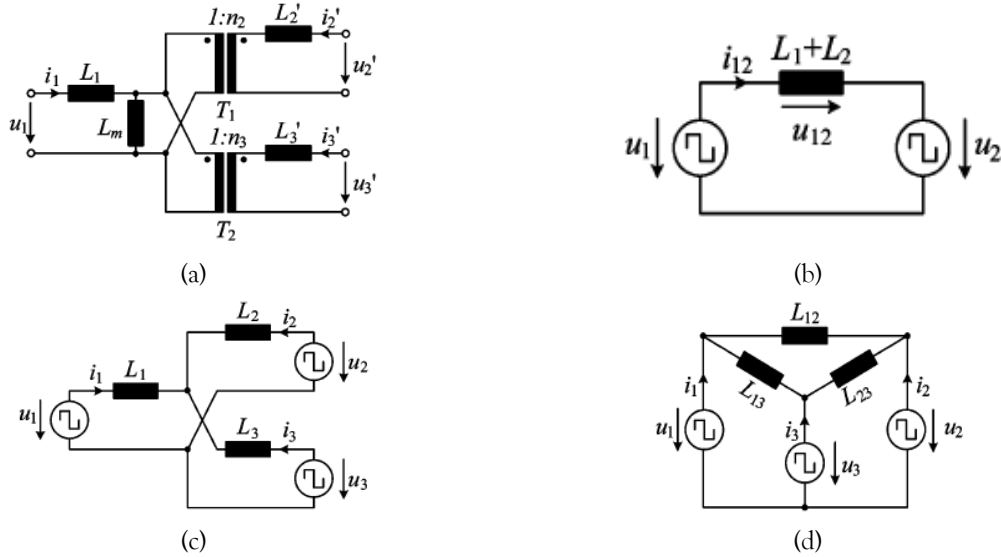


Figure 4.12 : Schémas équivalents du transformateur en Y et en  $\Delta$  [150] : (a) Schéma équivalent du transformateur TAB, (b) Schéma en DAB équivalent, (c) Schéma équivalent en  $\Delta$  référencé au primaire et (d) Schéma équivalent en Y référencé au primaire

En triangle :

$$L_{12} = \frac{L_1 L_2 + \frac{1}{\eta_{ps}^2} L_2 L_3 + L_1 L_3}{L_3} \quad L_{13} = \frac{L_1 L_2 + \frac{1}{\eta_{ps}^2} L_2 L_3 + L_1 L_3}{L_2} \quad L_{23} = \frac{L_1 L_2 + \frac{1}{\eta_{ps}^2} L_2 L_3 + L_1 L_3}{L_1} \quad (\text{Eq. 4.9})$$

En étoile :

$$L_1 = \frac{L_{12} L_{13}}{L_{12} + L_{13} + L_{23}} \quad L_2 = \frac{\eta_{ps}^2 L_{12} L_{23}}{L_{12} + L_{13} + L_{23}} \quad L_3 = \frac{\eta_{ps}^2 L_{13} L_{23}}{L_{12} + L_{13} + L_{23}} \quad (\text{Eq. 4.10})$$

La puissance transférée en PSM entre un port HVDC et un port LVDC se fait à travers une inductance équivalente  $L_{TAB}$  :

$$L_{TAB} = L_1 + L_2 = \frac{L_1 L_2 + \frac{1}{\eta_{ps}^2} L_2 L_3 + L_1 L_3}{L_2 + L_3} = \frac{L_{12} L_{13}}{L_{12} + L_{13}} \quad (\text{Eq. 4.11})$$

La spécification prévoit une mise en parallèle des ports LVDC, pouvant fournir de la puissance au côté HVDC (Figure 4.6), ce qui ramène à une configuration DAB ( $L_{DAB} = L_{TAB}$ ). De plus, comme les deux secondaires ont des puissances maximales admissibles identiques, ils doivent donc être aussi similaires que possible (i.e. mêmes rapport de transformation et mêmes inductances de fuite vis-à-vis du primaire). En supposant que la structure du transformateur soit symétrique, on peut donc poser  $L_2 = L_3$ . L'expression de l'inductance  $L_{DAB}$  devient alors :

$$L_{DAB} = L_1 + \frac{L_2}{2\eta_{ps}^2} \quad (\text{Eq. 4.12})$$

Par ailleurs, pour que la puissance maximale soit transmissible, la configuration DAB impose d'avoir une inductance  $L_{DAB}$  telle que :

$$L_{DAB} \leq L_{\max} \quad (\text{Eq. 4.13})$$

A partir de l'expression (Eq. 4.3), on peut tracer la puissance maximale admissible en fonction du déphasage  $\psi$  et selon la valeur de l'inductance  $L_{\max}$  (Figure 4.13).

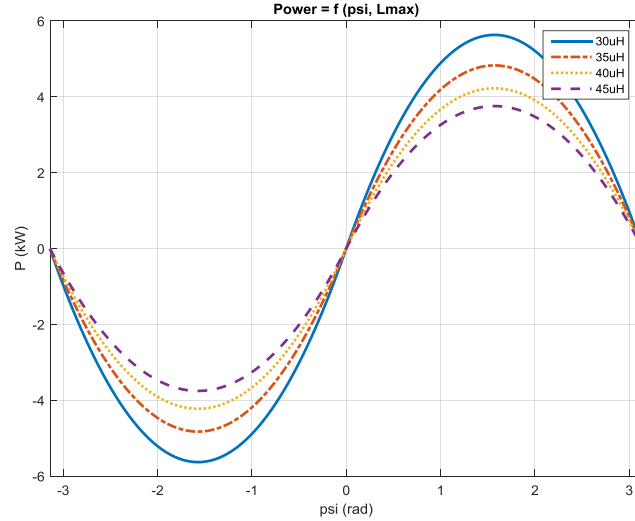


Figure 4.13 : Puissance maximale transmissible en fonction de  $\psi$  et  $L_{\text{DAB}}$  en PSM

On peut voir sur la Figure 4.13 que, pour pouvoir transmettre la puissance maximale du convertisseur (5.6kW), la valeur de  $L_{\text{DAB}}$  ne doit pas dépasser 30 $\mu\text{H}$ . En utilisant les valeurs numériques du Tableau 4.2, cette valeur peut se déduire manière analytique à partir de l'expression (Eq. 4.5) :

$$L_{\max} = \frac{V_{1,\min} V_{2,\min}}{8\eta_{ps} F_{sw} P_{\max}} \quad (\text{Eq. 4.14})$$

Une self de fuite de plus faible valeur permettrait d'avoir une puissance plus importante que celle désirée mais cela imposerait un courant plus élevé dans les composants et engendrerait des pertes plus importantes. Cette valeur de 30 $\mu\text{H}$  est à répartir entre les différents enroulements du transformateur. Vue des secondaires, cette valeur revient à quelques dizaines de nH pour chaque enroulement secondaire.

Ces valeurs d'inductances de fuites côté secondaire sont, à priori, assez faibles pour pouvoir être obtenues naturellement dans un transformateur HF. En revanche, avec notre rapport de transformation ( $\eta_{ps}=1/17$ ), une inductance de fuite d'environ 30  $\mu\text{H}$  côté primaire pourrait être obtenue en technologie planar dans un transformateur mais l'agencement spécifique des conducteurs augmenterait de manière très importante les pertes cuivre HF.

Pour réduire les pertes cuivre, nous faisons le choix d'un entrelacement maximum des bobinages primaire et secondaires, ce qui réduit fortement la valeur de la self de fuite  $L_{\text{DAB}}$ . Une self de fuite de plus faible valeur permettrait d'avoir une puissance plus importante que celle désirée, mais cela imposerait des contraintes supplémentaires sur les composants et engendrerait des pertes plus importantes. Cette inductance de fuite devenant trop faible, une solution consiste à avoir recours à une inductance externe, en série avec le transformateur, pour atteindre la valeur de  $L_{\text{DAB}}$  nécessaire. Nous allons maintenant analyser cette solution, l'inductance externe étant placée au primaire, là où le courant est plus faible.

## II.5. Problématique de l'inductance externe

Pour assurer la fonction  $L_{\text{DAB}}$ , plusieurs cas ont été étudiés pour disposer d'une inductance externe suffisante au primaire, associée à celle du transformateur planar, dimensionné pour avoir des pertes réduites.

La première solution consiste à dimensionner et concevoir une inductance spécifique pour le cahier des charges. Des premiers dimensionnements en noyau torique n’ayant pas donné satisfaction en termes d’intégration de puissance, il a été décidé de s’intéresser aux inductances en technologie feuillard. L’idée était de tester, dans un premier temps, certains composants du commerce, pour prouver, ou non, leur utilité pour notre application. Dans un deuxième temps, il aurait été possible de travailler sur un dimensionnement spécifique et optimisé d’un tel composant.

Des selfs résonnantes en feuillard de chez Coilcraft [161] ont donc été caractérisées. Un exemple de caractérisation est présenté en Figure 4.14-c. Ces selfs, de valeurs théoriques 10, 15, 22 ou 33µH, sont comparées dans le Tableau 4.6.

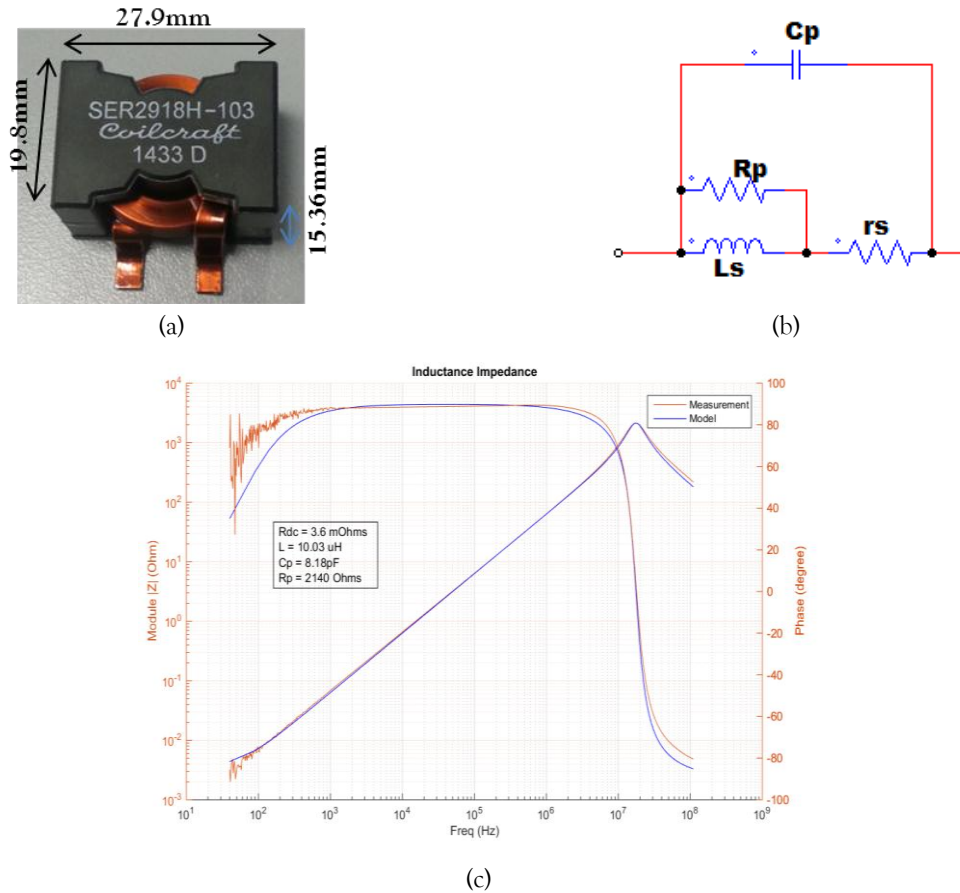


Figure 4.14 : Caractérisation d’une inductance Coilcraft de 10µH : (a) Self SER2918H, (b) Schéma électrique équivalent et (c) Comparaison modèle-mesure

L’impédance équivalente de la Figure 4.14-b s’écrit :

$$Z_L(\omega) = \frac{1}{jC_p\omega + \frac{r_s + R_p + jL_s\omega}{r_s \times (R_p + jL_s\omega) + jR_pL_s\omega}} \quad (\text{Eq. 4.15})$$

Self	R <sub>DC</sub> (mΩ)	L (µH)	C <sub>p</sub> (pF)	R <sub>p</sub> (kΩ)
SER2918H-103	3.6	10.03	8.18	2.14
SER3018H-103	2.8	10.15	5.79	1.95
SER3018H-153	4.4	15.29	6.46	1.9
SER3018H-223	6.5	22.12	7.5	2.03
SER3018H-333	9.1	31.92	7.53	2.63

Tableau 4.6 : Paramètres de différentes inductances Coilcraft caractérisées

D'après les comparaisons des caractéristiques des références SER3018H et SER2918H pour la self de  $10\mu\text{H}$ , la référence SER3018H est la plus intéressante car elle possède une résistance DC plus faible et donc des pertes cuivre plus faibles. La capacité parasite  $C_p$  est elle aussi la plus faible pour la série SER3018H.

L'inductance de la bobine varie avec la température et le courant efficace dans celle-ci et son ESR (résistance série) augmente avec la température [161]. Si les pertes ( $4.2\text{W}$ ) et la température ( $109^\circ\text{C}$ ) estimées par le fabricant en fonctionnement nominal sont acceptables, il s'agit néanmoins de pertes supplémentaires dans le système qu'il faut pouvoir dissiper.

Lors de la réalisation du prototype, comme nous le verrons par la suite, il a été décidé d'utiliser, dans un premier temps une self SER3018H-333. Cette solution n'étant finalement pas viable en raison de la non-optimisation de l'inductance pour ce type de fonctionnement, nous présenterons alors d'autres solutions technologiques pour obtenir cette valeur d'inductance  $L_{\text{DAB}}$ .

Après cette partie dédiée au convertisseur DC/DC, nous allons revenir à la problématique du développement du transformateur à 3 enroulements, central, dans cette structure de conversion. Dans la suite de ce chapitre, nous allons donc modéliser et dimensionner des prototypes de transformateurs planar avec un objectif de les rendre les plus compacts possible tout en limitant les pertes HF.

### III. DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION DES TRANSFORMATEURS PLANAR A 3-ENROULEMENTS EN TECHNOLOGIE PCB

Le prototypage des transformateurs PCB peut se décomposer en plusieurs étapes :

- Dimensionnement => Choix du noyau, des enroulements et design de la fenêtre de bobinage.
- Etude de faisabilité => Vis-à-vis des contraintes technologiques, validation de la possibilité de réaliser les spécifications du PCB multicouche.
- Modélisation => Prédétermination des caractéristiques du transformateur avant sa réalisation : Résistances, inductances, comportement thermique...
- Réalisation => Fabrication du PCB multicouches sur la base d'un dossier de conception.
- Assemblage => Association du PCB multicouches avec un noyau planar. Réglage de l'entrefer pour maîtriser le paramètre inductance magnétisante.
- Caractérisation => Tests en petit signal des prototypes pour valider les caractéristiques attendues suite à l'étape de modélisation.
- Intégration du prototype dans le convertisseur => Tests en puissance du composant intégré dans son environnement.

Nous allons voir que ces différentes étapes peuvent nécessiter des ajustements, notamment en ce qui concerne les étapes entre le dimensionnement et la réalisation.

#### III.1. Dimensionnement des prototypes de transformateurs planar en PCB multicouches

Comme mentionné précédemment, dans le cadre de ce prototype industriel, la technologie PCB multicouches a été préférée pour la réalisation du bobinage. Le dimensionnement des prototypes de transformateurs planar PCB commence par une phase théorique avec différentes hypothèses sur le fonctionnement et sur la géométrie mais très rapidement, en vue de leur réalisation, il faut passer par

une phase de CAO. Cette étape est nécessaire pour évaluer la faisabilité de la fabrication. Elle peut aussi nécessiter de réajuster la géométrie des conducteurs. Cette étape est détaillée dans le dossier de conception présenté en Annexe V.

Pour le dimensionnement des transformateurs et le choix de la taille du noyau magnétique, nous partons du produit des aires (Eq. 2.104) avec les hypothèses suivantes :

- Le facteur de forme est fixé à  $K_f = 4$  [33], le transformateur étant alimenté par une tension de forme carrée (Figure 4.8 et Figure 4.10).
- Le bobinage a un facteur de remplissage  $K_r = 0.14$  (contraintes CAO en Annexe V).
- L'induction crête est limitée à  $\hat{B} = 110 \text{ mT}$ , pour limiter les pertes fer.
- La densité de courant est fixée à  $J_w = 8 \text{ A/mm}^2$  dans l'enroulement primaire.

Avec  $P_{\text{max}}=5.6\text{kW}$  et  $F_{\text{sw}}=100\text{kHz}$ , le produit des aires (Eq. 2.104) donne  $A_p \approx 11.4\text{cm}^4$ . Nous choisissons une association de noyaux planar EE64 [21] qui ont un produit des aires de  $11.5\text{cm}^4$ . Pour le matériau magnétique, le 3C95 est préféré pour ses performances thermiques par rapport aux autres matériaux du même fabricant [21].

Avec les contraintes en courant, les prototypes sont conçus avec 20 couches de PCB : 18 couches internes pour le primaire et le secondaire et 2 couches externes top et bottom. Tous les prototypes de transformateurs ont un rapport de transformation  $\eta_{ps} = \eta_{pa} = 1/17$ . Pour obtenir ce rapport, nous choisissons d'avoir 17 spires au primaire et 1 spire sur chaque secondaire. Les 17 spires au primaire sont réparties sur 6 couches en série. La spire de chaque secondaire est constituée de 6 couches conductrices connectées en parallèle pour simplifier la réalisation et limiter le nombre de vias. Pour réduire les effets HF, les couches conductrices sont entrelacées mais les contraintes technologiques en termes de connexions inter-couches ne permettent pas d'obtenir un entrelacement maximal. L'entrelacement (Figure 4.15) est donc du type :

S2 S2 P S1 S1 P S2 S2 P P S1 S1 P S2 S2 P S1 S1

Avec P une couche primaire, S1 une couche du 1<sup>er</sup> secondaire (connecté au pont LVDC) et S2 une couche du 2<sup>nd</sup> secondaire (connecté au pont batterie)

Par rapport au cahier des charges, il fallait que les deux enroulements secondaires soient le plus similaires possibles. Comme le montre la Figure 4.15, les deux enroulements ne sont pas parfaitement symétriques vis-à-vis de l'enroulement primaire mais cette légère différence ne devrait pas modifier fortement la valeur de la self de fuite.

Les contraintes de fabrication (Annexe V) et le choix du nombre de spires par couche, imposent un facteur de remplissage  $K_r=0.14$  et une largeur de conducteurs de 4mm par spire primaire. De même, on fixe une largeur de 13mm pour chaque couche secondaire. Avec la densité de courant supposée dans les hypothèses du produit des aires, nous en déduisons une épaisseur de  $210\mu\text{m}$  pour les conducteurs primaires. Avec une fréquence de découpage de 100kHz, l'épaisseur de peau est d'environ  $206\mu\text{m}$ , soit une épaisseur relative de conducteur  $X=1$  qui permet de réduire les effets HF (Figure 2.10) au vue du nombre de couches du transformateur. Les contraintes de fabrication imposent d'avoir la même épaisseur de couche pour les secondaires. Toutes les couches sont isolées par un époxy d'environ  $210\mu\text{m}$  d'épaisseur. La description des conducteurs du transformateur TAB est présentée sur Figure 4.15.



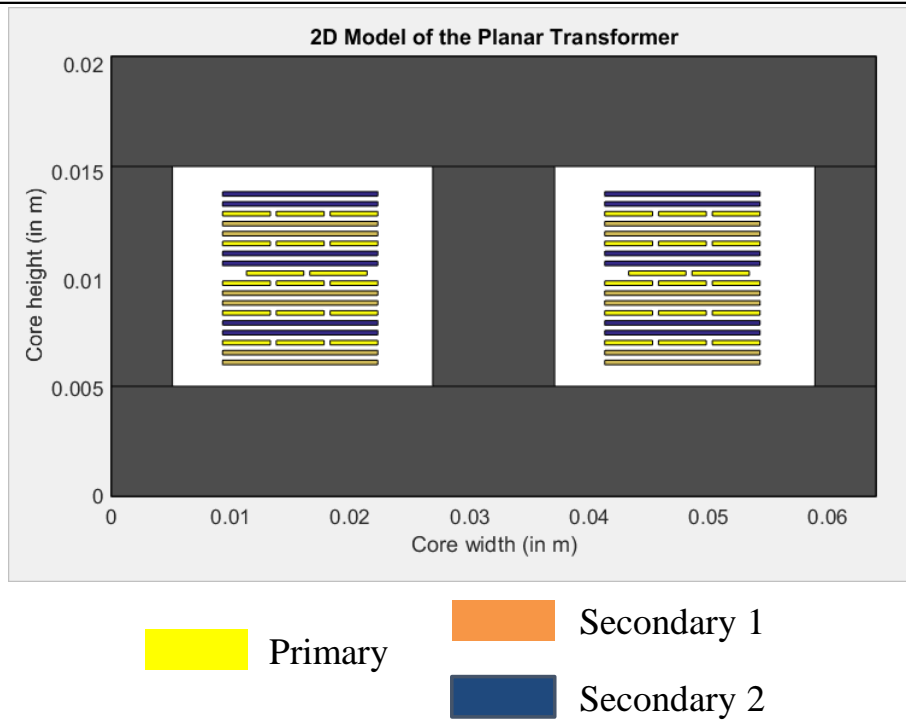


Figure 4.15 : Description des conducteurs du transformateur TAB

Concernant la 3<sup>ème</sup> dimension des enroulements PCB, différentes combinaisons de formes de spires (cf. Chapitre 3) sont expérimentées pour différents prototypes. Ces derniers sont réalisés sur un même panneau de PCB (Figure A. 7 en Annexe V) pour réduire le coût de fabrication et avoir plusieurs versions de prototypes à comparer. Les combinaisons réalisées sont présentées dans le Tableau 4.7.

Quantité	Nomenclature	Combinaison
3	MC20_N17B	Pc_Sc
3	MC20_N17C	Pt_St
3	MC20_N17D	Pr_Sr
1	MC20_N17F	Pr_Sc

Tableau 4.7 : Nomenclature des configurations des prototypes de PCB 20 couches

La géométrie du transformateur étant fixée, nous pouvons passer à l'étape de modélisation pour évaluer les pertes et prédéterminer les caractéristiques des transformateurs. Cette modélisation se fait tout d'abord à partir de modèles analytiques puis, à partir de méthodes numériques FEM.

### III.2. Modélisation analytique des prototypes

Connaissant le cahier des charges du convertisseur (Tableau 4.2) et la géométrie fixée par le dimensionnement, on utilise la démarche présentée dans le Chapitre 2 pour modéliser le transformateur.

### III.2.a. Estimations des résistances des différents enroulements

Avec la distribution des spires choisie (Figure 4.15), comme nous l'avons mentionné, les deux enroulements secondaires ne sont pas parfaitement symétriques par rapport au primaire. Si cette non-symétrie joue légèrement sur la valeur de l'inductance de fuite, elle impactera aussi très légèrement la résistance AC. Par rapport aux modèles analytiques de Dowell, cette différence n'apparaît pas puisque toutes les couches sont ramenées à une plaque équivalente. Ainsi, les résistances des deux enroulements secondaires sont considérées comme identiques en BF et en HF. En estimant les longueurs moyennes de spires à 200mm au primaire et 350mm au secondaire, les résistances DC obtenues à 25°C sont de :

- $R_{DC-pri} = 81 \text{ m}\Omega$
- $R_{DC-sec} = 0.7 \text{ m}\Omega$

Comme les facteurs de porosité au primaire et au secondaire sont respectivement de 0.55 et de 0.59, et donc inférieurs à 0.7, les résistances AC peuvent être estimées à partir de la formulation de Ferreira modifiée. Ces résistances sont tracées sur la Figure 4.16.

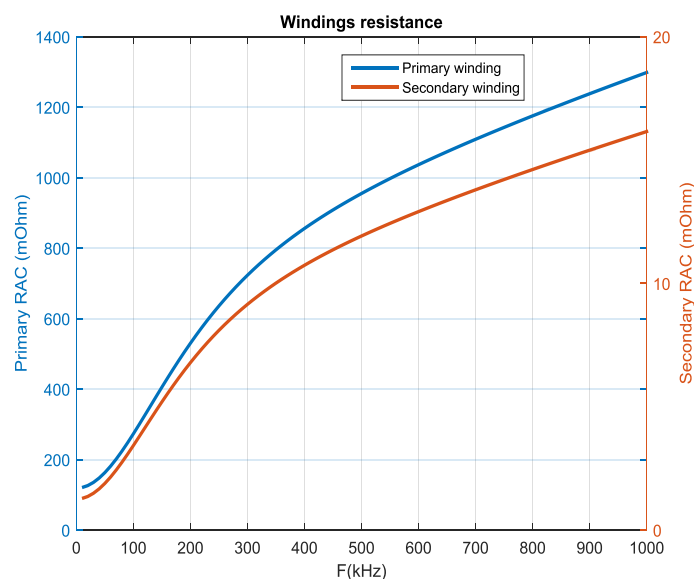


Figure 4.16 : Résistances AC des enroulements estimées

Pour évaluer les performances du transformateur, il faut ensuite déterminer les pertes dans le transformateur à partir des modèles présentés dans le Chapitre 2.

### III.2.b. Estimation des pertes et du rendement pour différents points de fonctionnement

Pour différents points de fonctionnement, entre 500W et 5500W, les pertes, le rendement et l'échauffement du transformateur sont estimés de manière analytique (Figure 4.17). Pour cette estimation, le courant est supposé sinusoïdal à  $F_{sw}=100\text{kHz}$ , sa valeur efficace dépendant de la puissance au point de fonctionnement.

Ainsi, les pertes dans le ferrite (Figure 4.17-b) n'évoluent pas suivant la puissance transférée par le transformateur car, pour un point de fonctionnement donné, la fréquence est constante. Par contre, les pertes cuivre augmentent car elles sont proportionnelles au carré du courant efficace. En régime permanent et pour la puissance nominale, les pertes cuivre dans les différentes couches peuvent être estimées séparément. Pour être dans les conditions de fonctionnement (F1) du cahier des charges, on suppose donc que le 1<sup>er</sup> secondaire reçoive 2/3 de la puissance du primaire tandis que le 2<sup>nd</sup> secondaire

en reçoit lui 1/3. La répartition de ces pertes par couches est représentée en Annexe VI. D'autres graphiques analysant l'impact sur les pertes de la valeur de la fréquence de découpage et du rapport de transformation du transformateur sont aussi présentés sur ce même Annexe VI.

L'échauffement du noyau croît, logiquement, avec la puissance  $P_{out}$  (Figure 4.17-c). Pour tracer cette courbe de l'échauffement, le transformateur est supposé être fixé sur un dissipateur thermique, refroidi par ventilation forcée à 3m/s, ce qui permet de réduire d'environ 1/3 sa résistance thermique équivalente [34], soit 1°C/W. L'échauffement  $\Delta T=39^\circ\text{C}$ , estimé pour le point de fonctionnement nominal (3.75kW, 540V<sub>eff</sub>, 100kHz) reste faible, le noyau magnétique étant considéré fixé sur un drain thermique. Quant au rendement (Figure 4.17-d), il est faible en basse puissance, augmente autour de la puissance nominale et décroît lorsque l'on s'approche de la puissance maximale. Il reste tout de même supérieur à 98% sur une large plage de fonctionnement (de 1 à 5.5kW).

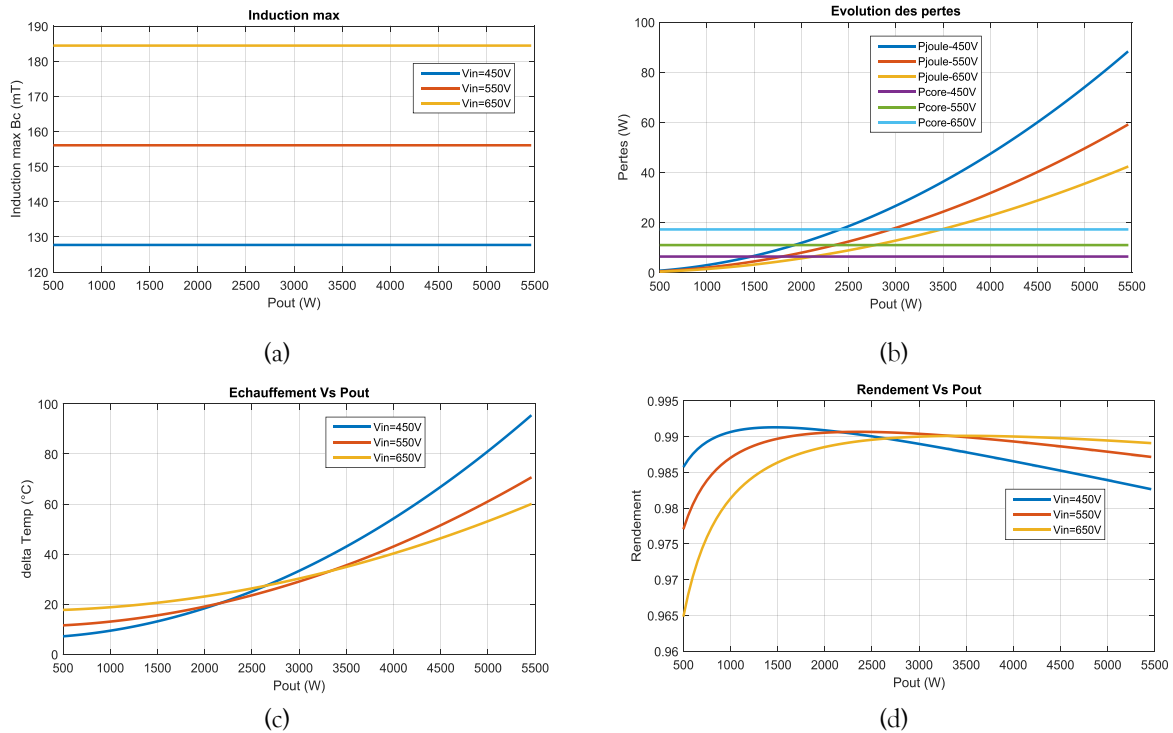


Figure 4.17 : Estimation des grandeurs en fonction du point de fonctionnement : (a) Induction crête, (b) pertes, (c) échauffement et (d) rendement

### III.2.c. Calcul des inductances de fuites

A partir de la méthode analytique en statique [111] présentée dans le Chapitre 2, les inductances de fuite BF vues par les différents enroulements peuvent être estimées. Comme il s'agit d'un transformateur à 3 enroulements et que les secondaires peuvent être mis en parallèle en configuration DAB, il est nécessaire de s'intéresser au couplage existant entre ces deux secondaires. Pour cela, on peut utiliser une représentation avec un transformateur de fuite [111] comme le montre la Figure 4.18.

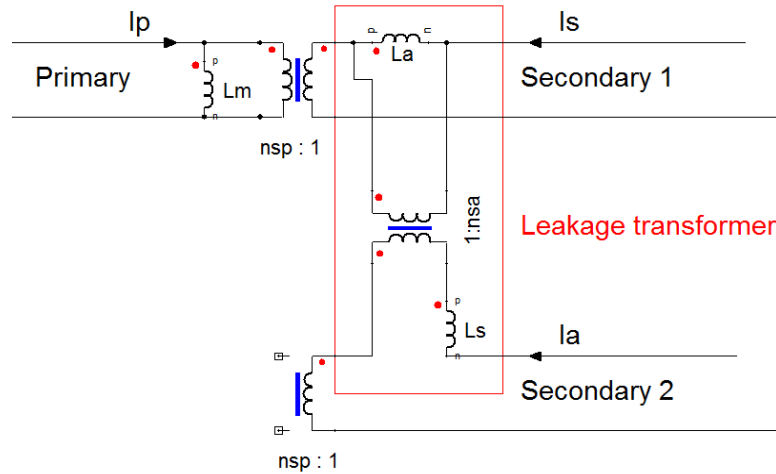


Figure 4.18 : Schéma électrique du transformateur à 3 enroulements avec transformateur de fuite

Le couplage entre les deux enroulements secondaires est déterminé par le coefficient de couplage  $k_{sa}$  [111]. La modélisation statique du transformateur de fuite donne les résultats suivants :

Paramètre	Valeur
$L_a$	1.53 nH
$L_s$	1.59 nH
$\eta_{sa}$	-0.064
$k_{sa}$	0.063

Tableau 4.8: Inductances de fuite et couplage

Les inductances de fuites BF aux secondaires sont assez faibles et leurs valeurs diffèrent très légèrement. Ceci s'explique d'une part en raison de l'entrelacement choisi (Figure 4.16a) et, d'autre part, à cause de la très légère dissymétrie vis-à-vis de l'enroulement primaire. Les fuites magnétiques se répartissent donc de manière quasi-identique entre les 2 secondaires. La faible valeur du couplage  $k_{sa}$  indique que, dans ce cas, il n'est pas nécessaire de représenter le transformateur de fuite, les couplages primaires/secondaire 1 et primaire/secondaire 2 étant largement majoritaires. Pour une étude de type circuit, il suffira donc de représenter les différentes inductances de fuite ramenée sur chaque secondaire.

Enfin, l'évolution fréquentielle des inductances de fuites vues par chaque enroulement est calculée sur la base du facteur inductif de Dowell (Figure 4.19). Ces inductances sont calculées lorsque les deux autres enroulements sont en court-circuit.

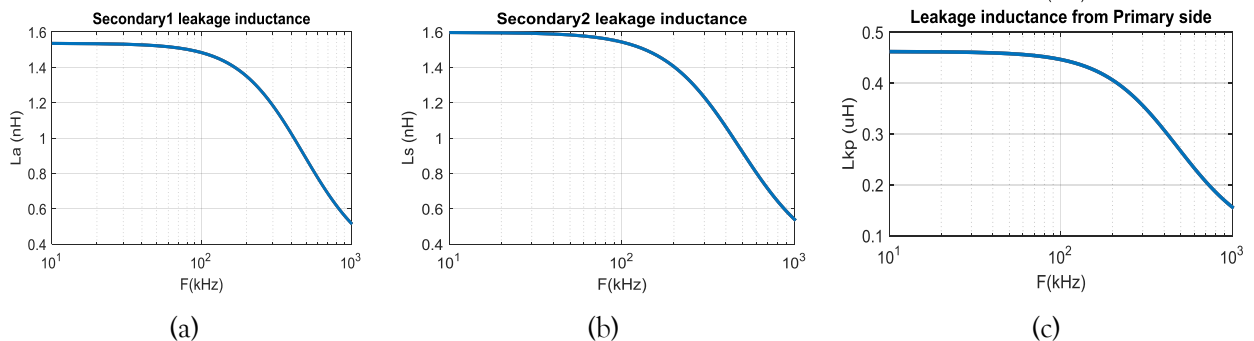


Figure 4.19 : Inductances de fuite estimées pour le transformateur TAB : (a) 1<sup>er</sup> secondaire, (b) 2<sup>nd</sup> secondaire et (c) primaire

Comme on pouvait s’y attendre, les valeurs des selfs de fuite vues par chaque enroulement sont très faibles et ne suffisent donc pas pour assurer le transfert de puissance spécifié. Une inductance supplémentaire est donc bien nécessaire.

Ces différents résultats analytiques sont complétés par des simulations éléments finis à titre comparatif.

### III.3. Analyse par éléments-finis et comparaison

L’analyse par éléments finis peut se faire à l’aide de modèles 2-D ou 3-D. Bien que son temps de calcul soit rapide, le modèle 2-D reste limité parce qu’il ne rend pas fidèlement compte des effets sur les têtes de bobines. Dans cette partie, nous ne traiterons donc que de la modélisation 3-D, certains résultats de simulations 2-D étant présentés en Annexe VII.

#### III.3.a. Hypothèses de modélisation

La géométrie du modèle 3-D est issue du fichier de CAO du PCB. Il est ensuite simulé avec l’outil Maxwell 3D [32]. La résolution du modèle se fait en fréquentiel d’une part et en temporel d’autre part. La résolution avec un solveur fréquentiel permet de simuler le modèle 3-D en régime sinusoïdal. Le solveur temporel quant lui, permet de prendre en compte les harmoniques présents dans le courant d’alimentation. Pour ces différentes simulations, les hypothèses sont les suivantes :

- Les pertes sont négligeables dans le PCB. Elles ne seront donc pas prises en compte dans le modèle.
- Le noyau magnétique possède un entrefer de 150µm (soit un µr équivalent d’environ 535). L’inductance magnétisante vaut alors environ 1mH.
- Les couplages capacitifs ne sont pas modélisés.
- Le secondaire 1 reçoit 2/3 de la puissance du primaire tandis que le secondaire 2 n’en reçoit que 1/3 (fonctions F1 et F2 de la spécification technique du convertisseur, cf. Tableau 4.1).
- Les enroulements sont alimentés selon la compensation des ampères-tours ((Eq. 4.16).
- La résolution du modèle en temporel prend en compte les 11 premiers harmoniques impairs.

$$I_p + \eta_{ap} I_a + \eta_{sp} I_s = 0 \quad (\text{Eq. 4.16})$$

Les modèles numériques 2-D et 3-D de transformateurs planar à 3 enroulements sont représentés en Figure 4.20.

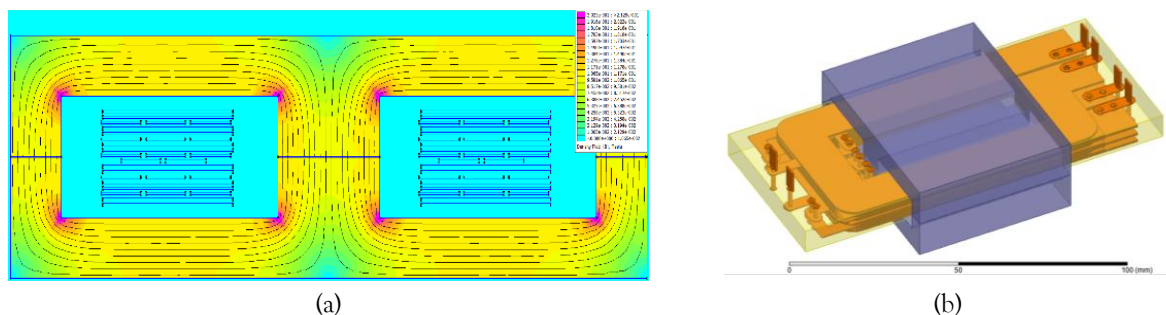


Figure 4.20 : Modèles numériques : (a) Modèle 2-D et (b) Modèle 3-D

Les résultats des simulations 2-D, présentées en Annexe VII, ont été obtenus en magnéto-harmonique avec un courant sinusoïdal. Les expressions des courants et tensions utilisées pour les simulations en temporel du modèle 3-D sont détaillées dans l’Annexe VIII, de même que les formes

d'ondes résultantes. Une résolution du modèle 3-D, en fréquentiel, pour un courant sinusoïdal, est également présentée en Annexe VIII.

Le modèle étant établi, nous pouvons comparer les résultats issus de l'analyse FEM 3-D avec ceux obtenus précédemment de manière analytique.

### III.3.b. Comparaison avec les résultats analytiques

La comparaison s'effectue pour le point de fonctionnement nominal du transformateur ( $P=3.75\text{kW}$ ,  $V_{in}=540V_{eff}$ ,  $V_{out} = 28V_{eff}$ ,  $F_{sw}=100\text{kHz}$ ). Les résultats du modèle 3-D qui sont comparés dans le Tableau 4.9 sont issus de la résolution temporelle qui tient compte des harmoniques.

		Analytique	FEM 3D	Ecart
Résistance primaire	En BF	81 mΩ	87 mΩ	7%
	@100kHz	356 mΩ	312 mΩ	-14%
Résistance secondaire	En BF	0.7 mΩ	0.8 mΩ	12%
	@100kHz	1.91 mΩ	1.84 mΩ	-4%
Courant magnétisant crête		1.2 A	1.3 A	8%
Induction crête		153 mT	150 mT	-2%
Inductance magnétisante		1 mH	0.89 mH	-12%
Inductance de fuite		0.46 μH	0.43 μH	-7%
Pertes cuivre		32 W	26.4 W	-21%
Pertes magnétiques		8 W	11 W	15%
Pertes totales		40 W	37.4 W	-7%

Tableau 4.9 : Comparaison des résultats numériques et analytiques

Les résistances estimées en BF sont relativement proches. Ces écarts peuvent s'expliquer, d'une part, par la sous-estimation de la longueur moyenne d'une spire pour le modèle analytique et, d'autre part, par la présence de vias qui augmentent les résistances BF dans le modèle 3-D. En HF (@100kHz), les résistances estimées en analytique sont plus importantes. Ces pertes cuivre devraient être plus importantes dans le modèle 3-D qui tient compte des harmoniques mais également des effets de bords. Toutefois, c'est l'inverse qui est constaté à cause d'une surestimation de la résistance AC. Cet écart s'explique par le fait que les hypothèses du modèle 1-D ne sont pas vraiment valables dans notre géométrie car les conducteurs ne remplissent pas la largeur de la fenêtre de bobinage. Quant aux pertes magnétiques, elles sont ici plus importantes avec le modèle 3-D qu'avec le modèle MSE-T utilisé en analytique. La différence peut s'expliquer par une limite du modèle MSE-T dans la prise en compte des harmoniques de la forme d'onde de l'induction magnétique.

A partir de ces valeurs de pertes, une analyse FEM de la température du transformateur est réalisée pour estimer les échauffement dans les prototypes.

### III.3.c. Modélisation 3-D de la température du transformateur

La modélisation numérique de la température du transformateur peut se faire soit avec Ansys thermal en régime permanent soit avec la CFD [32]. Dans les deux cas, les pertes sont des données d'entrée du modèle thermique. On peut différencier 2 cas de figures :

- Soit le modèle Maxwell 3-D et ses pertes sont directement importés dans l'outil Ansys Mechanical ou CFD.
- Soit les pertes volumiques dans chaque partie du transformateur sont imposées, dans la géométrie 3-D, de manière uniforme.

C'est ce 2<sup>e</sup> cas que nous utilisons pour simuler l'échauffement du transformateur avec l'outil thermique d'Ansys (Mechanical), en régime permanent. Ce travail a été réalisé en collaboration avec le bureau d'études (BE) thermique de Thales [162]. Les choix proposés ici correspondent donc à des standards de dimensionnement pour le BE. Une connectique en barre de cuivre est utilisée pour chaque enroulement avec un coefficient d'échange de 300W/m<sup>2</sup>.K pour une température ambiante de 20°C. Un drain en aluminium est fixé en-dessous du ferrite avec le même coefficient d'échange. A la température ambiante, le coefficient d'échange avec l'environnement utilisé est de 5W/m<sup>2</sup>.K, le transformateur étant considéré dans un boîtier fermé. Un gap pad, matériau améliorant le contact thermique (conductivité thermique 3W/m.K), est placé entre le PCB et le ferrite ainsi qu'entre le PCB et le drain thermique. Les pertes injectées sont de 9W pour le noyau et de 30W pour les enroulements, réparties de la façon suivante :

- 4.5W pour chaque ½ noyau E planar.
- 15W dans le bobinage primaire.
- 12W dans le bobinage secondaire 1.
- 3W dans le bobinage secondaire 2.

Le maillage utilisé pour cette estimation de température n'est pas affiné car il s'agit d'une distribution volumique des pertes et de la température. Le résultat en régime permanent est représenté sur la Figure 4.21.

L'échauffement du noyau est ici d'environ 31°C. Celle-ci est inférieure à la valeur estimée de manière analytique (39°C) car dans la simulation 3D, en plus du drain thermique, on a considéré un gap pad qui améliore le drainage des calories. De plus, la méthode analytique est basée sur une méthode empirique donc des écarts sont toujours prévisibles. Une analyse de la sensibilité du gap pad utilisé dans ce modèle numérique est disponible en Annexe IX. Cette analyse conduit à un échauffement  $\Delta T$  optimum entre 30 et 35°C et maximum de 40°C pour que la température du ferrite ne dépasse pas 130°C.

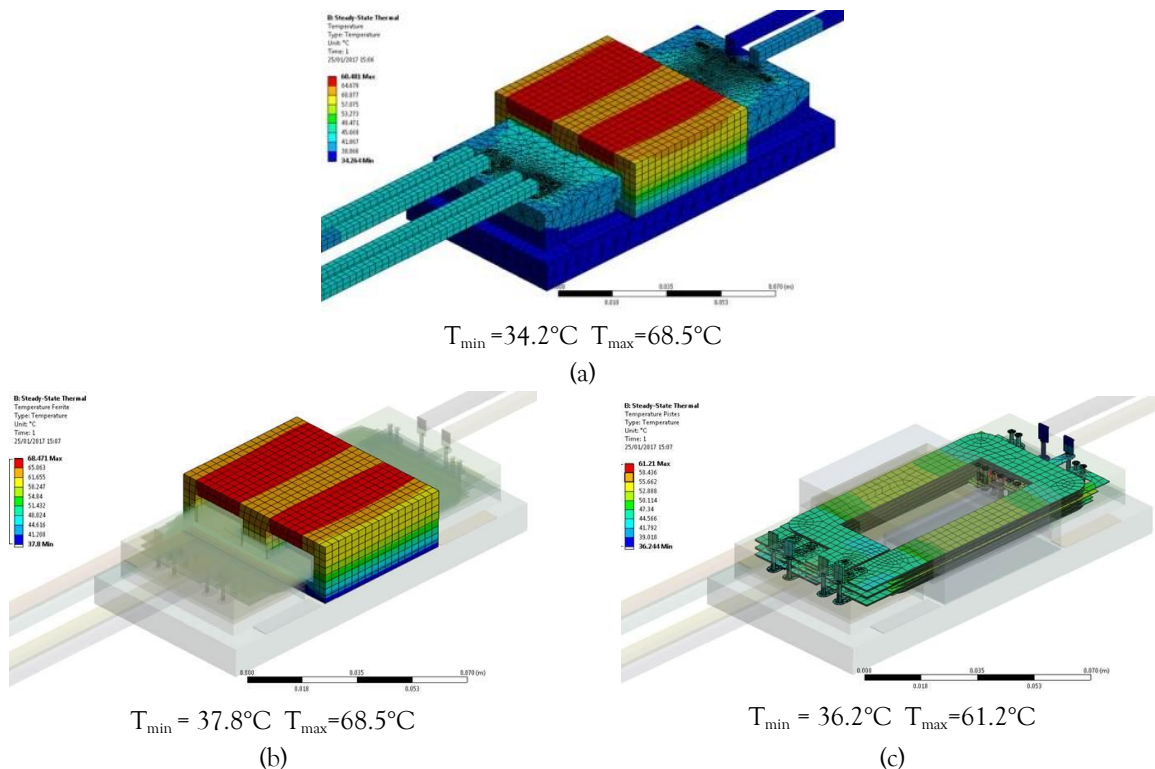


Figure 4.21 : Simulation thermique du transformateur : (a) Température globale, (b) Température du noyau magnétique et (c) Température des enroulements

Les modélisations ayant montré des performances acceptables des transformateurs dimensionnés, la fabrication des PCB multicouches s a été sous-traitée à l'entreprise Protecno [163].

## IV. CARACTERISATION ET INTEGRATION DES PROTOTYPES DE TRANSFORMATEURS PLANAR

Les transformateurs ayant été dimensionnés et validés théoriquement via différents modèles, il convient, suite à leur réalisation, de les tester. Ces essais se font en deux étapes : La première consiste à caractériser les prototypes en petit signal pour retrouver les valeurs des paramètres estimés initialement de manière analytique ou numérique. La seconde est l'intégration des prototypes dans leur convertisseur pour des tests progressifs en puissance.

### IV.1. Caractérisation des prototypes réalisés

Deux versions de prototypes ont été assemblées :

- Les prototypes de version v1 sont assemblés au L2EP avec deux noyaux magnétiques EE64 en 3C90. Les matériaux 3C90 sont utilisés à la place des 3C95 pour des raisons de disponibilités. Les deux noyaux sont fixés avec des clips pour minimiser l'entrefer. Parmi les configurations réalisées, le prototype v1 est le MC20\_N17B (Pc\_Sc) dont l'exemplaire est représenté sur Figure 4.22.
- La version v2 correspond à un montage industriel des transformateurs réalisé par Serdi [164], l'entrefer a été réglé à  $150\mu\text{m}$  pour avoir une self magnétisante de 1mH et le matériau ferrite est bien du 3C95. La connectique a aussi été travaillée comme nous le verrons par la suite. Cette version est arrivée dans un deuxième temps, alors que des premiers essais avaient déjà été réalisés.

A noter que les prototypes de PCB reçus ne correspondent pas tout à fait à la spécification réalisée. Les différences concernent les vias secondaires qui ne sont pas bouchés et les trous oblongs, pour la connectique, qui n'ont pas été réalisés.

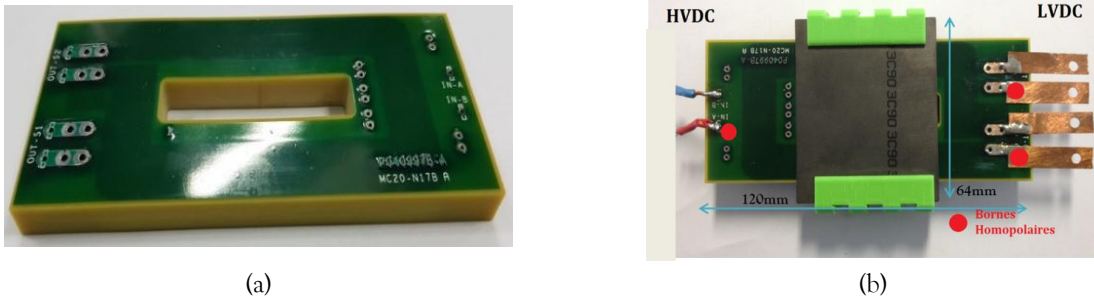


Figure 4.22 : Version v1 d'un prototype de transformateur planar : (a) PCB multicouches MC20\_N17B et (b) Version v1 caractérisée

#### IV.1.a. Caractérisation de la version v1

La caractérisation s'effectue à l'aide du pont d'impédance et du micro-ohmmètre, de manière similaire à celles décrites dans les chapitres 2 et 3. Le post-traitement donne les courbes représentées sur la Figure 4.23.

Comme on peut le voir avec les résistances (Figure 4.23-c) et les fuites aux secondaires (Figure 4.23-a), les caractéristiques des deux enroulements secondaires sont quasiment identiques. Pour appel, cette contrainte est liée au mode de fonctionnement où les deux secondaires peuvent être parallélisés. Les valeurs d'inductances de fuites sont supérieures à celles qui avaient été modélisées. Les valeurs



estimées étant de 1.5nH sur chaque secondaire, ces dernières sont très faibles devant la connectique utilisée pour la caractérisation. En conséquence, la mesure de l'inductance de fuite est faussée et représente principalement la partie inductive du court-circuit utilisé pour la caractérisation.

L'inductance magnétisante (Figure 4.23-b) est, quant à elle, très importante par rapport à la valeur attendue. Cette différence s'explique par le fait que l'entrefer a été minimisé et non réglé comme spécifié lors du dimensionnement. Il en résulte que cette version v1 du prototype résonne à 139kHz et que la valeur de la self magnétisante aux alentours de 100kHz n'est plus fiable. Enfin, les valeurs des résistances des différents enroulements (Figure 4.23-c et Figure 4.23-d) restent proches de celles estimées avec le modèle 3-D. La comparaison des résultats est résumée dans le Tableau 4.10.

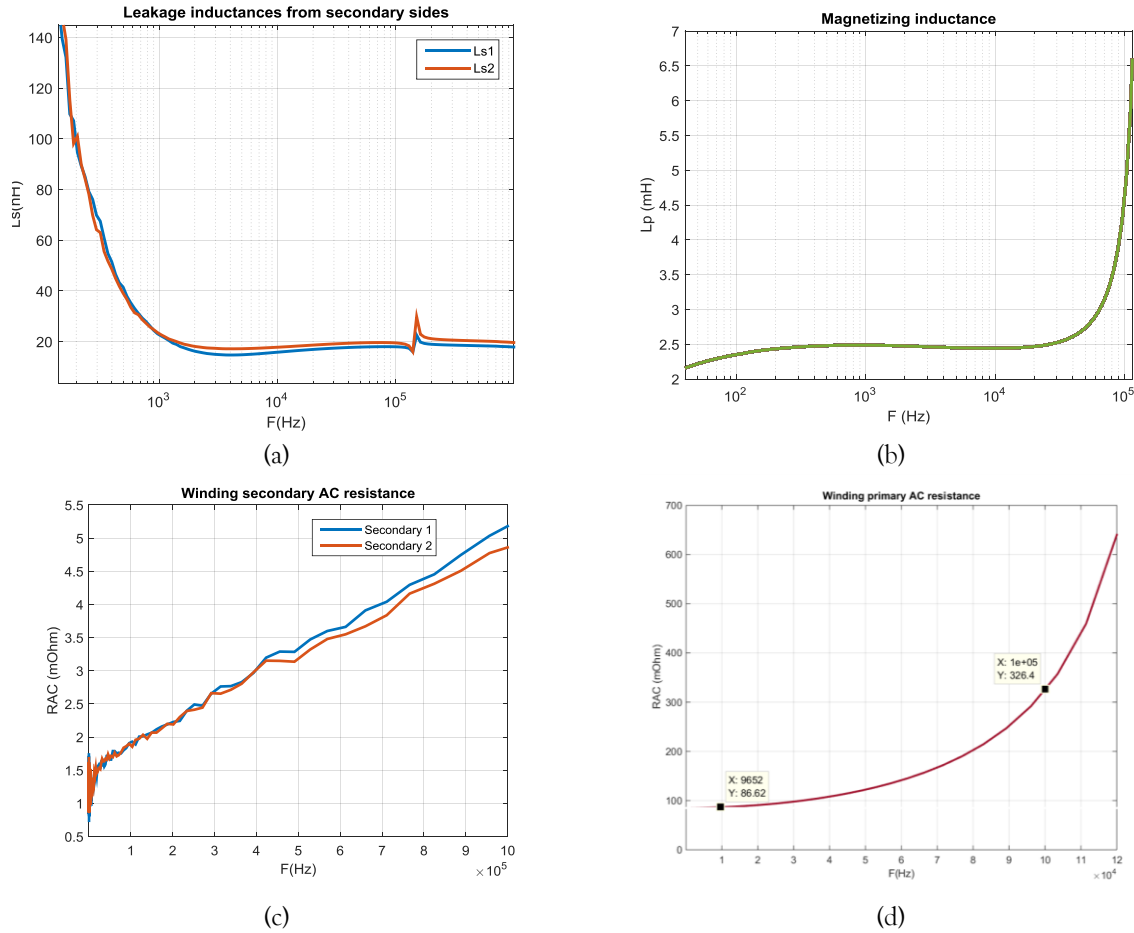


Figure 4.23 : Courbes de caractérisation du prototype v1 : (a) Inductances de fuites aux secondaires, (b) Inductance magnétisante, (c) Résistances secondaires et (d) Résistance primaire

		Mesures	Modèle FEM 3-D
Fréquence de 1 <sup>ère</sup> résonance		139kHz	233 kHz
Inductance magnétisante		2.5 mH @ 30kHz	0.89mH
Rapport de transformation		17 :1 :1	17 :1 :1
Inductance de fuite (vue du primaire)		5.7 μH	433 nH
Résistance de l'enroulement primaire	En BF	86 mΩ	87 mΩ
	@100kHz	326 mΩ	312 mΩ
Résistance de l'enroulement secondaire	En BF	0.7 mΩ	0.8 mΩ
	@100kHz	1.85 mΩ	1.84 mΩ

Tableau 4.10 : Comparaison des caractérisations prototype v1 et du modèle FEM 3D

Cette première version n'est pas conforme à la spécification réalisée. En effet, la fréquence de 1<sup>ère</sup> résonance est très proche de la fréquence de découpage et l'inductance magnétisante est très supérieure à la valeur prévue. Il a donc fallu attendre le montage des prototypes v2 pour réaliser de nouvelles caractérisations.

#### IV.1.b. Caractérisation de la version v2

Sur cette version v2, l'entrefer a été réglé à 150 $\mu$ m pour avoir une self magnétisante de 1mH. Le matériau magnétique est bien celui qui avait été envisagé lors du dimensionnement (ferrite 3C95). La connectique est, elle aussi, travaillée. En effet, étant donné que l'inductance de fuite du transformateur était trop faible, même si sur la version v1, elle était difficilement caractérisable, une connectique en cuivre méplat est montée sur les secondaires des prototypes v2 (Figure 4.24-a) pour augmenter la valeur de la self de fuite vue par les enroulements. L'objectif est de pouvoir ramener au moins 30 $\mu$ H (valeur de  $L_{DAB}$ ) au primaire du transformateur. Pour le primaire où le courant est plus faible, nous utilisons une connectique en fil de cuivre (Figure 4.24-b).

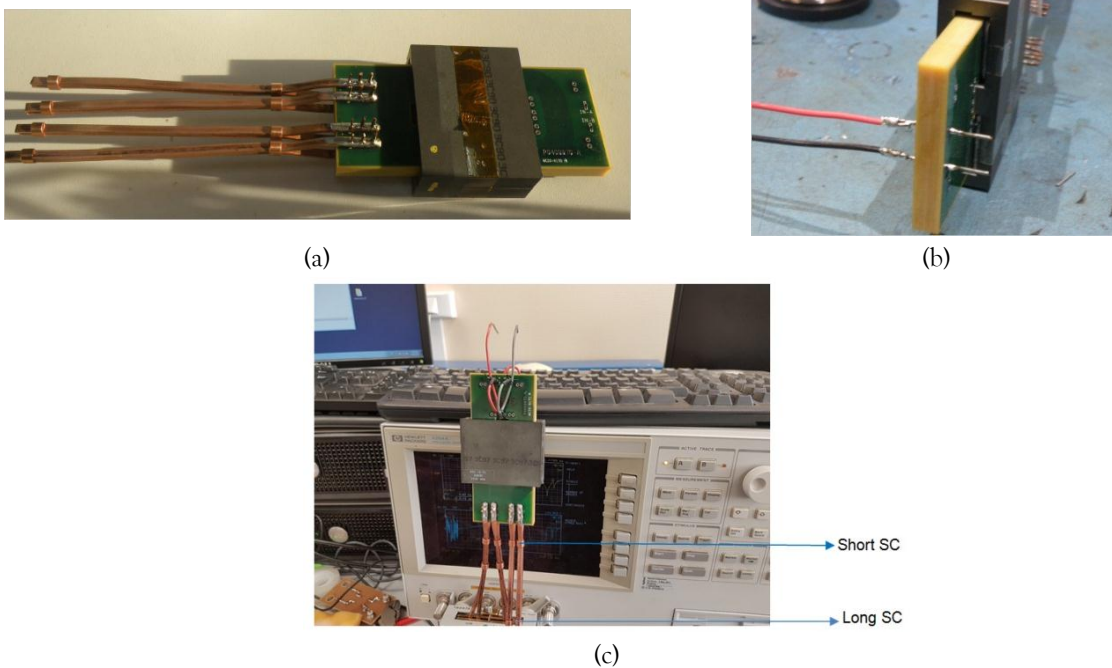


Figure 4.24: Version v2 d'un prototype: (a) Transformateur avec connectique secondaire, (b) Connectique primaire et (c) Caractérisation sur pont d'impédance

Comme le montre la Figure 4.24-c, la caractérisation de l'impédance vue au primaire avec les secondaires en court-circuit a été effectuée à deux endroits (Short SC et Long SC) pour évaluer l'impact de la connectique secondaire sur les fuites magnétiques (Figure 4.25-a). Les autres paramètres du transformateur sont tracés pour en utilisant la totalité de la connectique secondaire (Long SC). Les résultats issus de la caractérisation du prototype v2 sont tracés en Figure 4.25. L'évolution des résistances AC (Figure 4.25-e et Figure 4.25-f) est présentée pour différents prototypes avec des formes d'enroulements différentes.

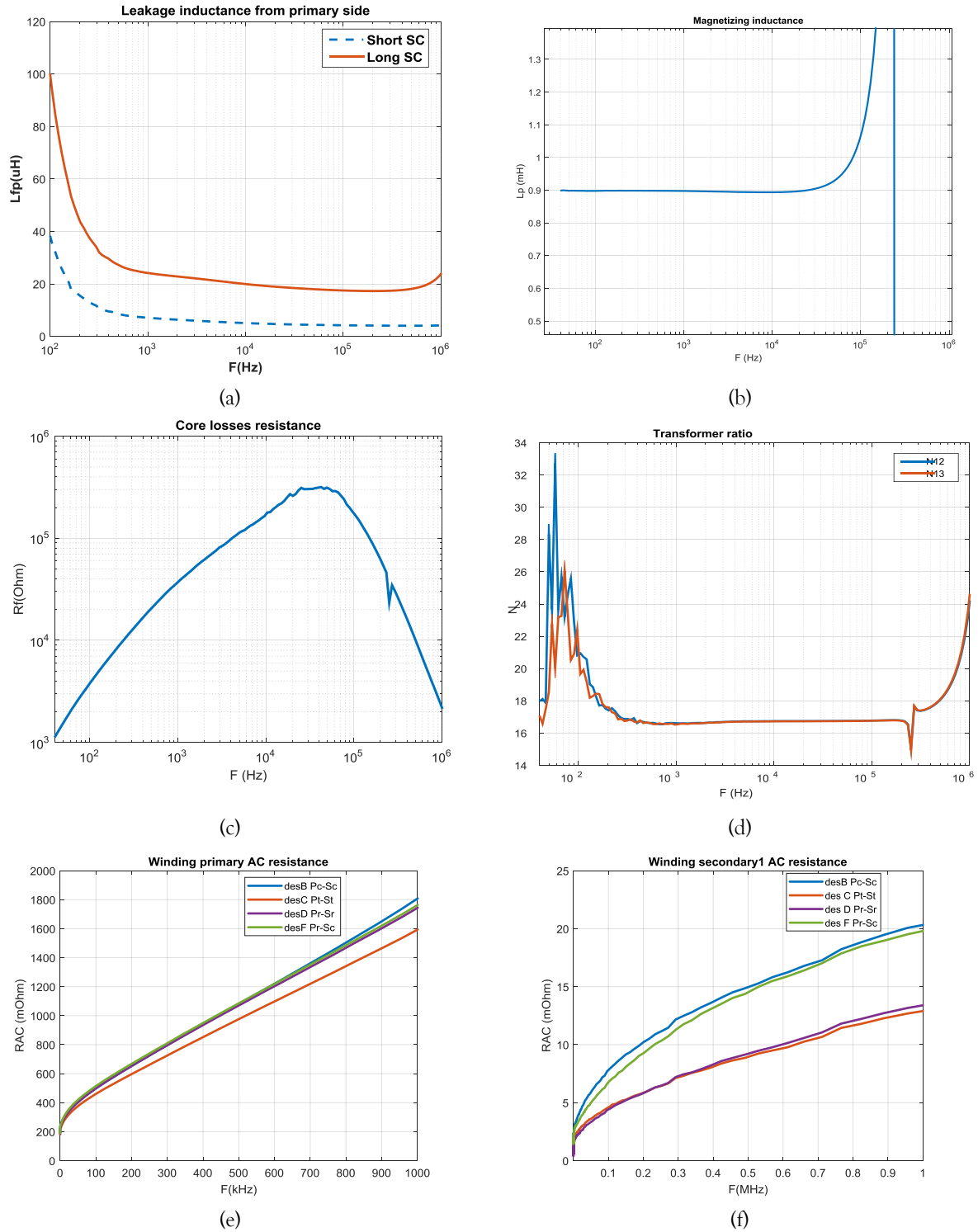


Figure 4.25 : Résultats de caractérisation de prototypes v2 : (a) Inductance de fuite vue du primaire, (b) Inductance magnétisante, (c) Résistance équivalente de pertes fer, (d) Inverse du ratio du transformateur ( $N_{12}$  et  $N_{13}$ ), (e) Comparaison des résistances primaires et (f) Comparaison des résistances secondaires

En analysant ces différentes courbes, on peut constater que :

- La connectique secondaire augmente nettement la self de fuite vue du primaire (Figure 4.25-a).
- L'inductance magnétisante est proche de la valeur attendue (Figure 4.25-b).
- Les valeurs des résistances mesurées sont plus importantes que pour la version v1, à cause de la connectique.

- Les configurations Pt\_St et Pr\_Sr semblent les plus intéressantes dans une optique de réduction des pertes cuivre.

Les résultats de ces caractérisations sont ensuite comparés à ceux du modèle FEM 3-D dans le Tableau 4.11. L'écart au niveau des résistances peut s'expliquer par les vias qui ont été bouchés sur les prototypes et surtout la connectique qui augmente les valeurs de résistances mesurées. La fréquence de résonance a augmenté par rapport au prototype v1 du fait de la diminution de la valeur de la self magnétisante. Enfin, un résultat important est que la connectique secondaire a permis de passer d'une inductance de fuite de moins de  $1\mu\text{H}$  à  $17.5\mu\text{H}$  vue du primaire. Cette solution permet d'obtenir une inductance suffisante vis-à-vis des contraintes du convertisseur. Deux inconvénients apparaissent avec cette solution : Les pertes cuivre vont augmenter en raison des connectiques et ces dernières vont rayonner tout autour d'elles.

		Mesures	Modèles FEM 3-D
Fréquence de 1 <sup>ère</sup> résonance		234kHz	233 kHz
Inductance magnétisante		1.07mH @100kHz	0.89mH
Rapport de transformation		17 : 1 : 1	17 : 1 : 1
Inductance de fuite (vue du primaire)		17.5 $\mu\text{H}$	433 nH (transfo seul) 17.34 $\mu\text{H}$ (avec connectique)
Résistance de l'enroulement primaire	En BF	95.6 m $\Omega$	87 m $\Omega$
	@100kHz	465 m $\Omega$	312 m $\Omega$
Résistance de l'enroulement secondaire	En BF	0.6 m $\Omega$	0.8 m $\Omega$
	@100kHz	4.4 m $\Omega$	1.84 m $\Omega$
Masse		439g	440g

Tableau 4.11 : Comparaison entre mesures sur prototypes v2 et résultats FEM 3-D

Pour vérifier les performances des prototypes réalisés, une intégration dans le convertisseur de puissance est nécessaire.

## IV.2. Intégration au convertisseur DC/DC

Le convertisseur DC/DC TAB présenté dans la 1<sup>ère</sup> partie de ce chapitre a été développé au G2Elab, dans le cadre de la thèse de Maximin Blanc [147], avec le concours de la société SIREPE. Cette partie présente quelques résultats d'intégration des prototypes de transformateurs planar qui ont été obtenus suite à divers essais présentés en détail dans son manuscrit. Sur cette maquette du TAB, les secondaires ont été parallélisés (Figure 4.26) pour obtenir une configuration en DAB et ainsi simplifier la commande des ponts.

Les premiers essais, utilisant le prototype v1 et l'inductance Coilcraft pour obtenir la bonne valeur de  $L_{\text{DAB}}$  (SER3018H-333, cf. partie II.5 de ce chapitre), ne se sont pas avérés concluants. En effet, pour un essai en pleine puissance, la température de l'inductance est montée très fortement (plus de  $100^{\circ}\text{C}$ ). Il a alors été décidé de poursuivre la campagne d'essais en ajoutant des ferrites ETD29 autour des busbarres des secondaires du prototype v1 (Figure 4.26) pour obtenir une valeur de  $L_{\text{DAB}}$  satisfaisante. Pour tous les essais, toutes les cartes de puissance, transformateur compris, sont fixées sur des drains thermiques.

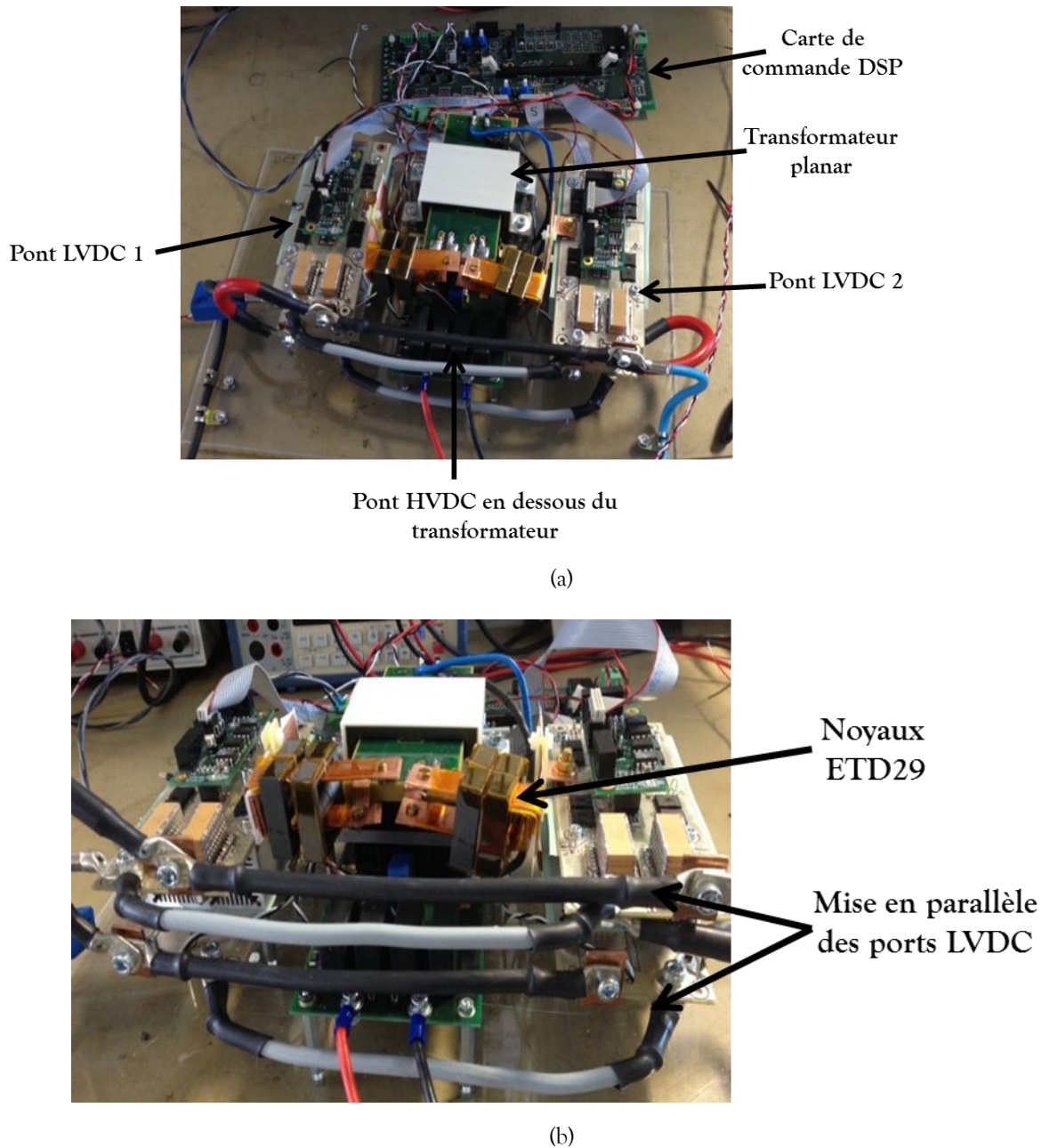


Figure 4.26 : Intégration d'un prototype v1 dans une maquette du TAB : (a) Vue du dessus et (b) Vue de face avec mise en parallèle des secondaires

#### IV.2.a. Test en basse puissance

Pour cet essai, le convertisseur est commandé en phase shift. Le transformateur planar utilisé ici est un prototype v1 (Pc\_Sc), les versions v2 n'étant pas finalisées ni caractérisées au moment de cet essai. Le test a été effectué pour le point de fonctionnement présenté dans le Tableau 4.12. Comme mentionné précédemment, ce test en basse puissance a été réalisé avec 4 noyaux en ferrite ETD29. Ce dispositif permet d'atteindre une valeur  $L_{DAB}$  de  $42\mu\text{H}$ , supérieure à la valeur de  $L_{\text{max}} = 30\mu\text{H}$  (Eq. 4.13). Cette valeur est suffisante pour transférer la puissance nominale mais trop importante pour pouvoir transférer la puissance maximale.

	Paramètre	Consigne/Théorie	Mesure
Puissance d'entrée	P1 (W)	500	563.04
Puissance de sortie	P2 (W)	500	533
Tension HVDC	V1 (V)	306	306
Tension des ports LVDC en parallèle	V2 (V)	18	16.25
Courant primaire	I1 (A)	1.63	1.84
Somme des courants aux secondaires	I2tot (A)	27.8	32.8
Rendement (%)	-	-	94.66

Tableau 4.12 : Point de test en basse puissance du convertisseur + prototype v1 + noyaux ETD

Cet essai présente un rendement intéressant (94.66%) au vue de la spécification du convertisseur. La température du transformateur reste quasiment à température ambiante ; l'échauffement est négligeable. Les formes d'ondes mesurées sont représentées sur la Figure 4.27.

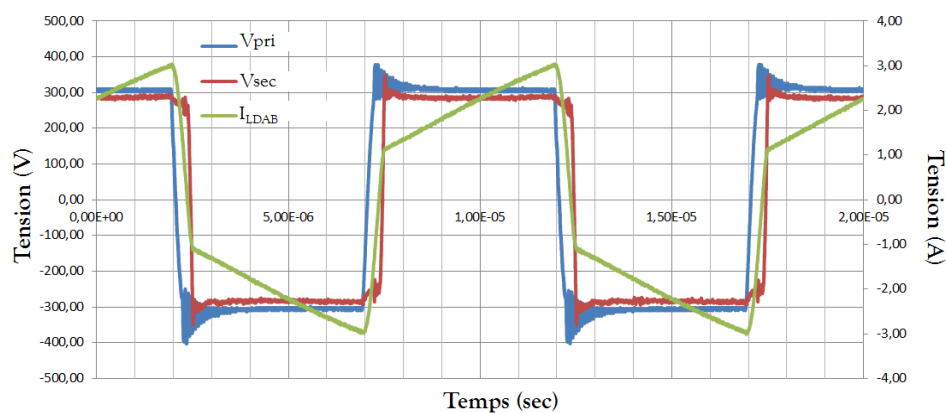


Figure 4.27 : Formes d'ondes de l'essai en basse puissance

Malgré une fréquence de résonance proche de la fréquence de découpage, cet essai en basse puissance a été validé avec le prototype v1. Maintenant, on s'intéresse à un essai en forte puissance et notamment autour de la puissance nominale.

#### IV.2.b. Tests en forte puissance

Toujours en utilisant le prototype v1, le nombre de noyaux ETD29 au secondaire a été réduit, dans une optique de diminution de la valeur de l'inductance et de réduction du volume et de masse du convertisseur. Ainsi, en réduisant progressivement le nombre de noyaux ETD29, l'essai en forte puissance a révélé des oscillations induites dans l'onduleur, au niveau du pont HVDC. Ces oscillations créent des courants importants dans les MOSFETs de l'onduleur et donc des pertes supplémentaires qui entraînent un échauffement important.

Avant de vraiment tester le convertisseur à forte puissance, il est nécessaire de tenter d'abord d'identifier précisément l'origine de ces oscillations pour en atténuer ensuite les effets.

##### Identification de la source des oscillations

Un premier essai à vide de l'onduleur (Pont HVDC seul) n'a pas montré d'oscillations sur la tension de sortie du pont HVDC. Les éléments parasites du transformateur sont donc, à priori, la cause de ces oscillations. Pour identifier précisément la source de ces oscillations, deux autres essais à vide ont été réalisés au G2Elab avec le prototype v1 de transformateur planar. Ces essais ont été reconstitués en

simulation (Figure 4.28), en considérant une charge résistive de  $1M\Omega$ , pour obtenir l'équivalent d'un circuit à vide, en sortie du transformateur.

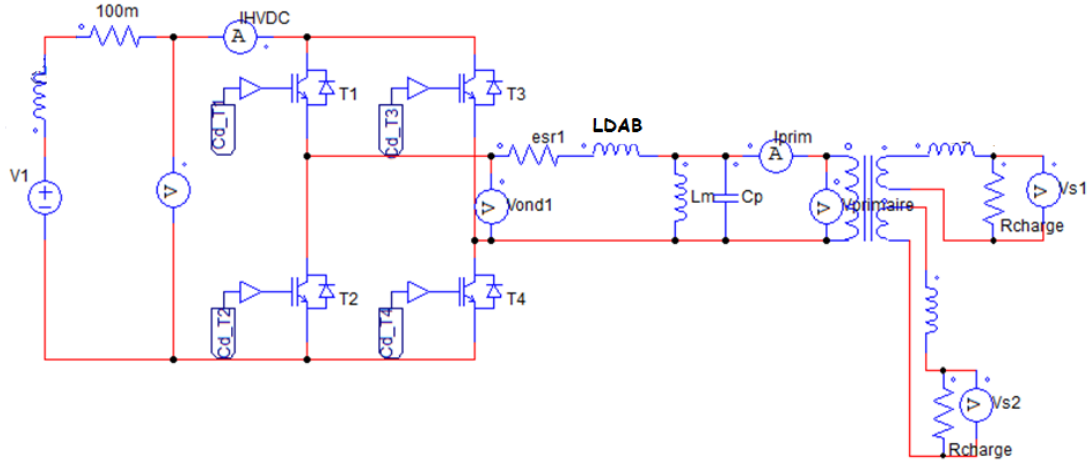


Figure 4.28 : Circuit PSIM simulé

Le premier essai est réalisé avec le prototype v1 seul. La self  $L_{DAB}$  correspond alors à l'inductance de fuite du transformateur. Sa valeur avait été estimée à  $0.463\mu H$  (Figure 4.19 et Tableau 4.9). Les relevés expérimentaux, obtenus pour le point de fonctionnement du Tableau 4.13, sont présentés sur la Figure 4.29-a. L'analyse de ces relevés montre que des oscillations sont présentes sur la forme d'onde du courant, de la tension primaire mais également sur celle de la tension secondaire. La fréquence de ces oscillations correspond à la fréquence de résonance série (Eq. 4.17) entre l'inductance  $L_{DAB}$  et la capacité  $C_p$  en parallèle de l'inductance magnétisante (Figure 4.28).

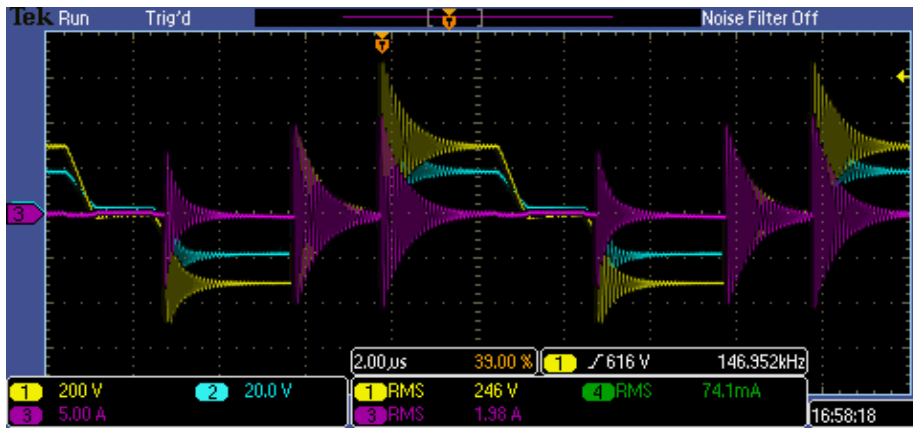
$f$	100	$kHz$
$V_1$	300	$V$
Rapport cyclique	0.5	
Fréquence de résonance mesurée	10.75	$MHz$
$L_{DAB}$	0.463	$\mu H$

Tableau 4.13 : Caractéristiques de l'essai à vide sans self externe

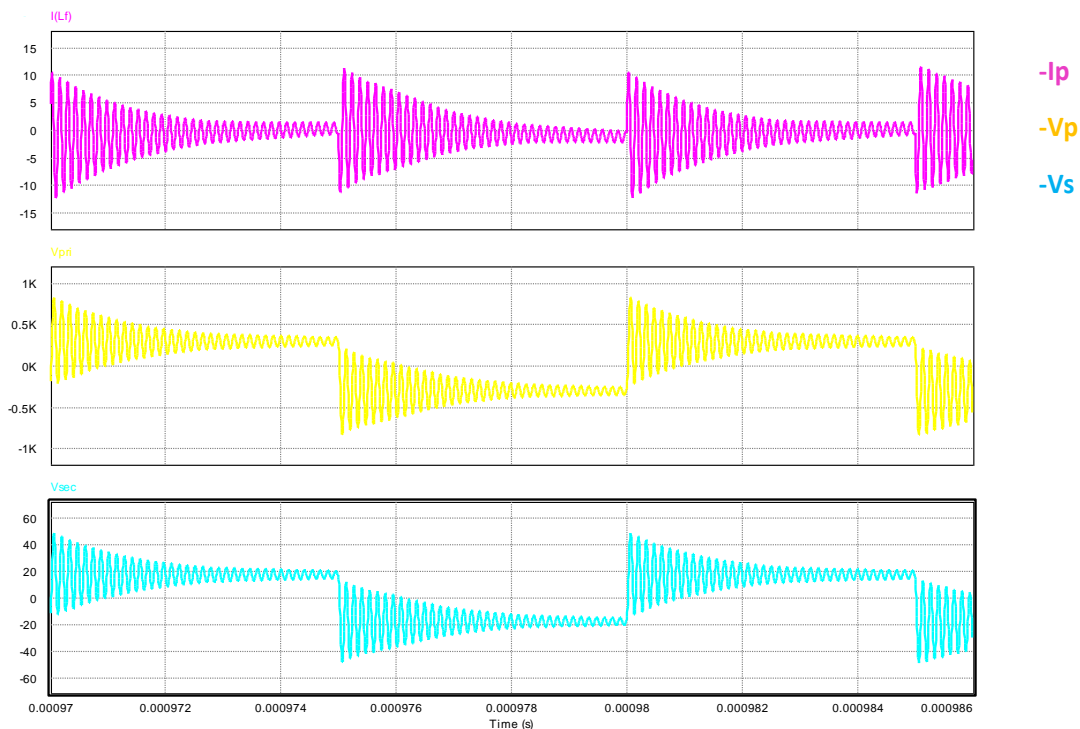
$$F_{résonance} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{DAB}C_p}} \quad (\text{Eq. 4.17})$$

Pour cet essai, la capacité parasite  $C_p$ , ramenée au primaire, est estimée à  $463pF$  pour les prototypes de transformateurs planar. Elle est d'ailleurs quasiment identique pour tous les prototypes v1 et v2.

Ces formes d'ondes ont été reconstituées en simulation temporelle sous PSIM (Figure 4.28). Les allures obtenues sont présentées sur la Figure 4.29-b. Ces oscillations créent, dans ce cas de figure, des amplitudes de courant de  $10A$  à vide et des surtensions d'environ 2 fois la valeur de la tension commutée ( $2 \times 300V_{DC}$  au primaire).



(a)



(b)

Figure 4.29 : Formes d'ondes à vide : (a) Mesures (b) Simulations PSIM

Le second essai consiste, cette fois-ci, à rajouter une inductance Coilcraft de 10 μH (Tableau 4.6). L'inductance  $L_{DAB}$  estimée est alors d'environ 11 μH. Le test, effectué pour le point de fonctionnement du Tableau 4.14, montre que cette inductance vaut, en réalité, plutôt 16 μH. Cette inductance supplémentaire peut s'expliquer par des inductances de maille plus conséquentes, rajoutées par la connectique. La Figure 4.30 présente les formes d'ondes relevées à l'oscilloscope pour cet essai. La fréquence de résonance a diminué car l'inductance  $L_{DAB}$  a augmenté. Les pics de tensions sont toujours d'environ 2 fois les tensions commutées mais l'amplitude du courant a été réduite de 10A à 4A.

$f$	100	$kHz$
$V_1$	300	$V$
Rapport cyclique	0.5	
Fréquence de résonance mesurée	1.84	$MHz$
$L_{DAB}$	16	$\mu H$

Tableau 4.14: Caractéristiques de l'essai à vide avec self Coilcraft de 10 μH



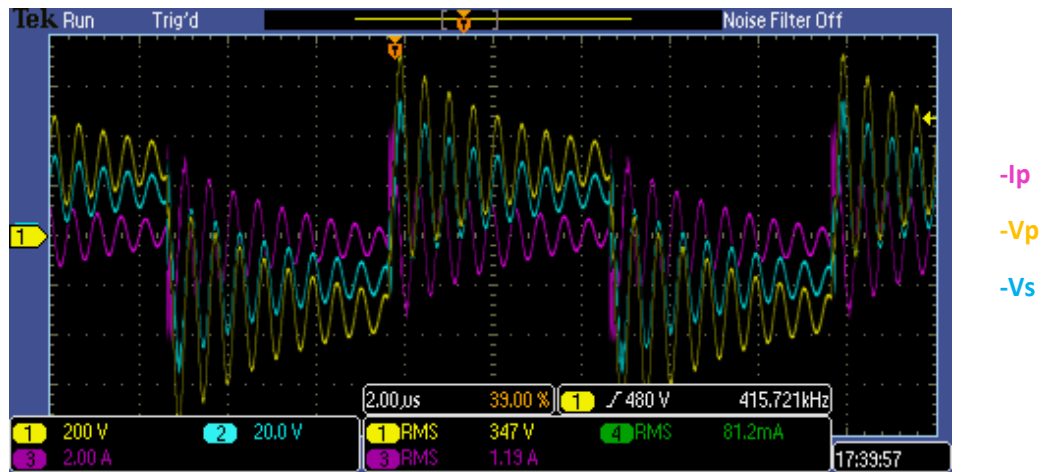
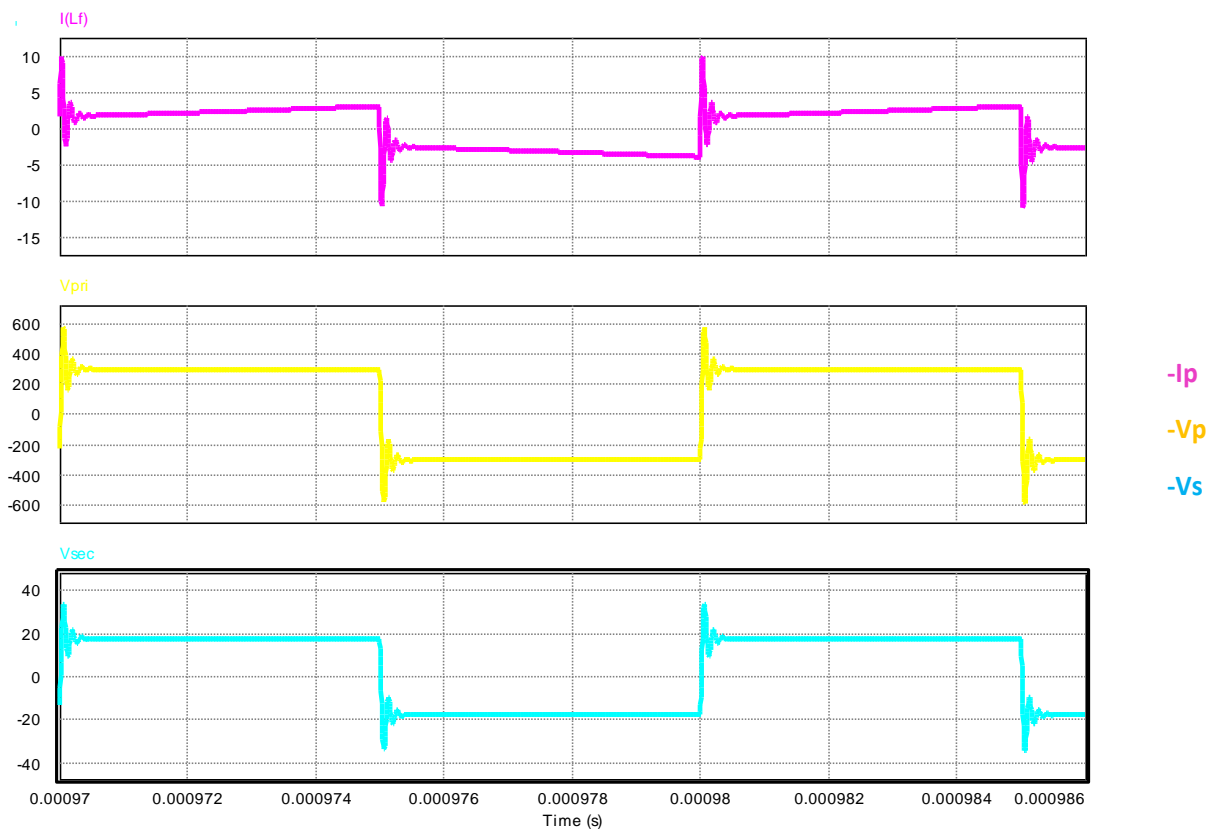
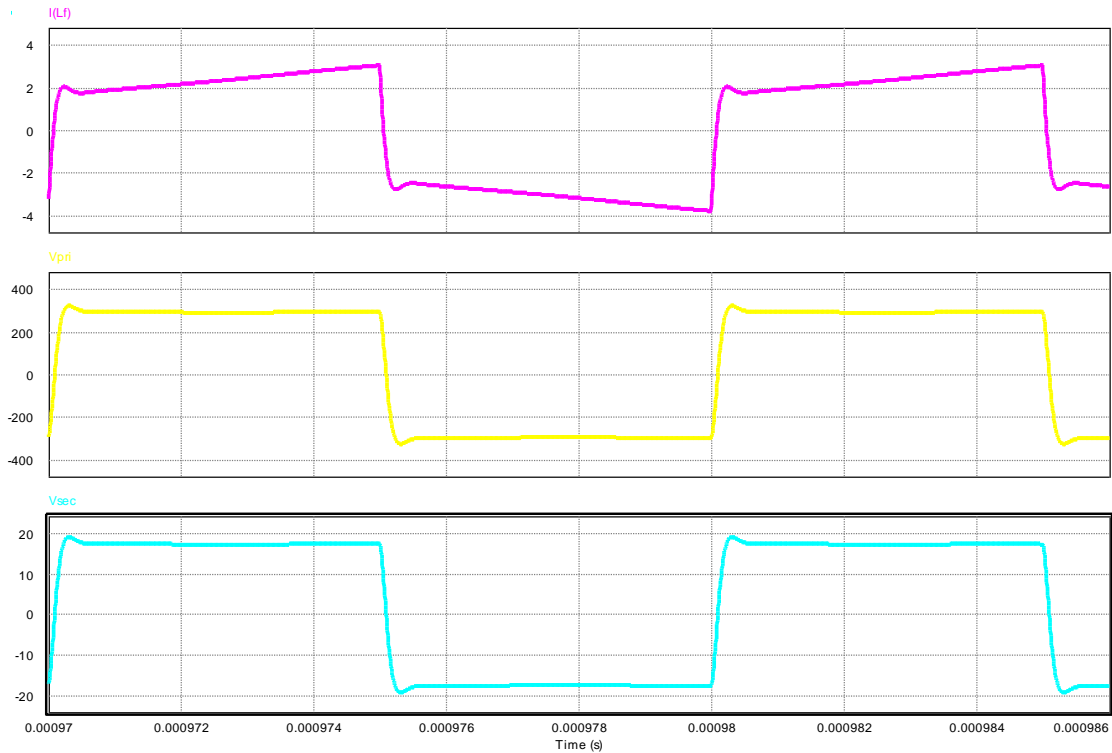


Figure 4.30 : Mesures à vide avec self Coilcraft de 10  $\mu\text{H}$

Ces oscillations obtenues à vide ne sont, à priori, pas gênantes lorsque les secondaires sont chargés. En effet, comme le montre la Figure 4.31, ces oscillations sont fortement amorties lors d'un essai en charge ( $R_{\text{charge}}=0.376 \Omega$ ). Pour une inductance  $L_{\text{DAB}}$  faible (Figure 4.31-a) des oscillations apparaissent mais ces dernières sont très rapidement amorties. Pour une valeur de  $L_{\text{DAB}}$  plus importante (Figure 4.31-b), les oscillations disparaissent.



(a)



(b)

Figure 4.31 : Simulation PSIM d'un essai en charge ( $R_{\text{charge}}=0.376 \Omega$ ) : (a)  $L_{\text{DAB}}=1 \mu\text{H}$  et (b)  $L_{\text{DAB}}=11 \mu\text{H}$ 

#### Bilan et présentation de la suite des essais

Il suffit donc d'avoir une inductance  $L_{\text{DAB}}$  suffisamment grande pour que le courant primaire à vide soit réduit et qu'en charge, les oscillations soient amorties. Ceci explique donc pourquoi, dans l'essai en faible puissance (Figure 4.27), ce phénomène n'a pas été gênant car la self  $L_{\text{DAB}}$  valait  $42 \mu\text{H}$ . Comme nous l'avons vu, les prototypes v2 permettent d'avoir une inductance de fuite plus importante au primaire ( $17.5 \mu\text{H}$ ), ce qui va donc dans le bon sens.

De plus, la capacité parasite du transformateur ramenée au primaire, plus conséquente pour un transformateur planar, requiert donc plus d'énergie magnétique pour réaliser la commutation douce (ZVS). Plus la charge est faible, plus il est difficile de fonctionner en commutation douce. Lorsque la charge est plus importante, le courant augmente donc et l'énergie magnétique devient suffisante pour « décharger » l'énergie capacitive. La condition de commutation douce en ZVS est alors respectée. Un réglage sur les temps morts peut également être suffisant pour palier ce phénomène en commande phase-shift. Notons que les modulations alternatives permettent de régler le courant pour l'ensemble des points de fonctionnement, limitant ainsi ce phénomène en permettant de fonctionner en ZVS à plus faibles charges.

Les prototypes v2 des transformateurs en PCB n'étant pas encore montés, en parallèle un transformateur bobiné HF de même puissance a été commandé au fabricant CEFEM [165]. Cette solution temporaire a été choisie car ce type de transformateur HF possède des éléments parasites moins pénalisants.

Dans un second temps, les prototypes v2 des transformateurs planar ont été réceptionnés. L'un de ces prototypes v2, le Pt\_St qui était la combinaison la plus intéressante (Figure 4.25) vis-à-vis des pertes cuivre, a été intégré au convertisseur. Une comparaison des performances du convertisseur avec les deux transformateurs est présentée dans la suite de cette partie.

### Comparaison entre le transformateur à Fil de Litz et le transformateur planar PCB

Les deux transformateurs sont présentés sur la Figure 4.32 avec leurs dimensions. Leurs caractéristiques sont comparées dans le Tableau 4.15. Pour la même puissance, on constate bien que le transformateur planar est plus léger et moins volumineux. Cela confirme bien son potentiel pour augmenter la densité de puissance du convertisseur. Cependant, comme le montre le Tableau 4.15, le transformateur bobiné à fil de Litz possède une capacité parasite  $C_p$  beaucoup plus faible grâce à la surface réduite de ses conducteurs. A contrario, ce transformateur a naturellement plus de fuites magnétiques ( $21.8\mu\text{H}$ ) que le prototype planar seul ( $0.46\mu\text{H}$ ). La valeur de la self de fuite du transformateur planar n'atteint  $17.5\mu\text{H}$  que lorsqu'on y ajoute, dans la v2, de la connectique (Figure 4.24-a). Avec 2 ferrites ETD29 en plus, réparties sur chaque secondaire, la valeur de  $L_{\text{DAB}}$  atteint  $36.9\mu\text{H}$ .

On retrouve bien les avantages et les inconvénients des deux technologies qui avaient été listés dans le Chapitre 1 : Le transformateur HF classique bobiné a une inductance de fuite plus importante et moins de capacités parasites. Cependant, pour notre application sa masse et son volume sont très pénalisant puisqu'ils sont environ 2 fois plus importants que ceux du transformateur planar.

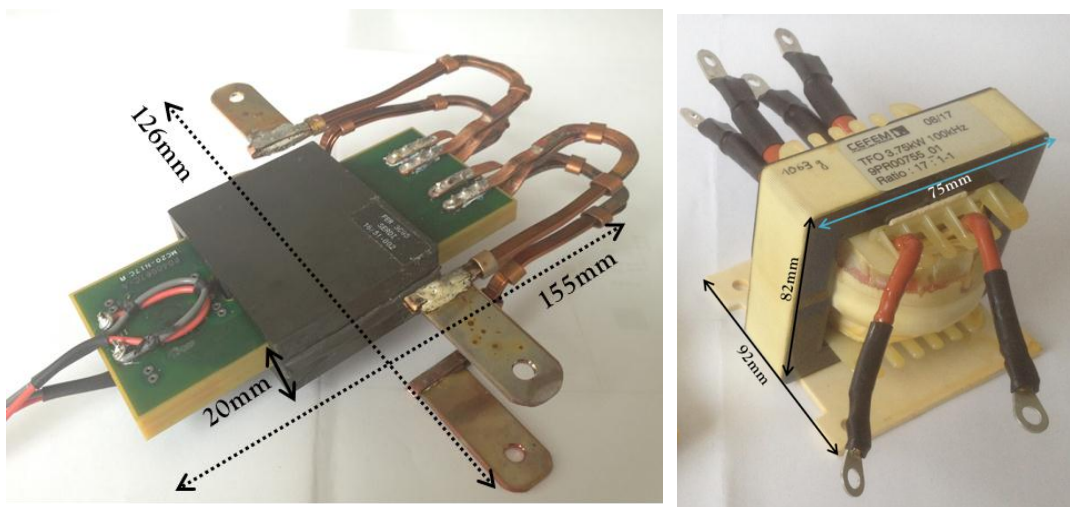


Figure 4.32 : Transformateur planar et transformateur à fil de Litz 3.75kW

Transformateur		PCB planar (v2)	Bobiné à fil de Litz
Puissance nominale		3.75kW	3.75kW
Résistance primaire	En BF	92mΩ	15.3mΩ
	@100kHz	461mΩ	946mΩ
Résistance secondaire	En BF	0.42mΩ	0.4mΩ
	@100kHz	4.3mΩ	-
Ratio		17:1:1	17:1:1
Masse		500g	1200g
Volume extérieur		$126 \times 20 \times 120\text{mm}^3$	$92 \times 82 \times 75\text{mm}^3$
Inductance magnétisante		1.07mH @ 100kHz	2.06mH @ 100kHz
Inductance de fuite		17.5μH @ 100kHz	21.8μH @ 100kHz
Capacité parasite (1 <sup>ère</sup> résonance parallèle)		463pF	6pF

Tableau 4.15 : Comparaison des caractéristiques des deux transformateurs HF 3.75 kW

Des tests en puissance ont été réalisés avec le transformateur bobiné en fil de Litz, puis avec le prototype planar v2. La Figure 4.33 compare, en phase-shift et en boucle ouverte, les formes d'ondes

obtenues avec les deux transformateurs pour une puissance d'entrée de 1.5kW et une de 4kW ( $F_{sw}=100kHz$ ,  $V_1=544V_{DC}$ ,  $V_2=32V_{DC}$ ).

La faible valeur de la capacité parasite  $C_p$  et l'importante valeur de la self de fuite du transformateur bobiné permettent de réduire significativement les oscillations sur les formes d'ondes du convertisseur, notamment sur le courant dans la self  $L_{DAB}$ .

Comme lors des essais à vide, on constate aussi sur la Figure 4.33, que pour 1.5kW, avec le transformateur planar, les oscillations sont plus importantes et la condition de ZVS n'est pas vraiment respectée : Le courant commuté change de signe avant le passage à zéro de la tension. Par contre, à plus forte charge (4kW), la condition de commutation douce est respectée et les oscillations sont beaucoup plus amorties.

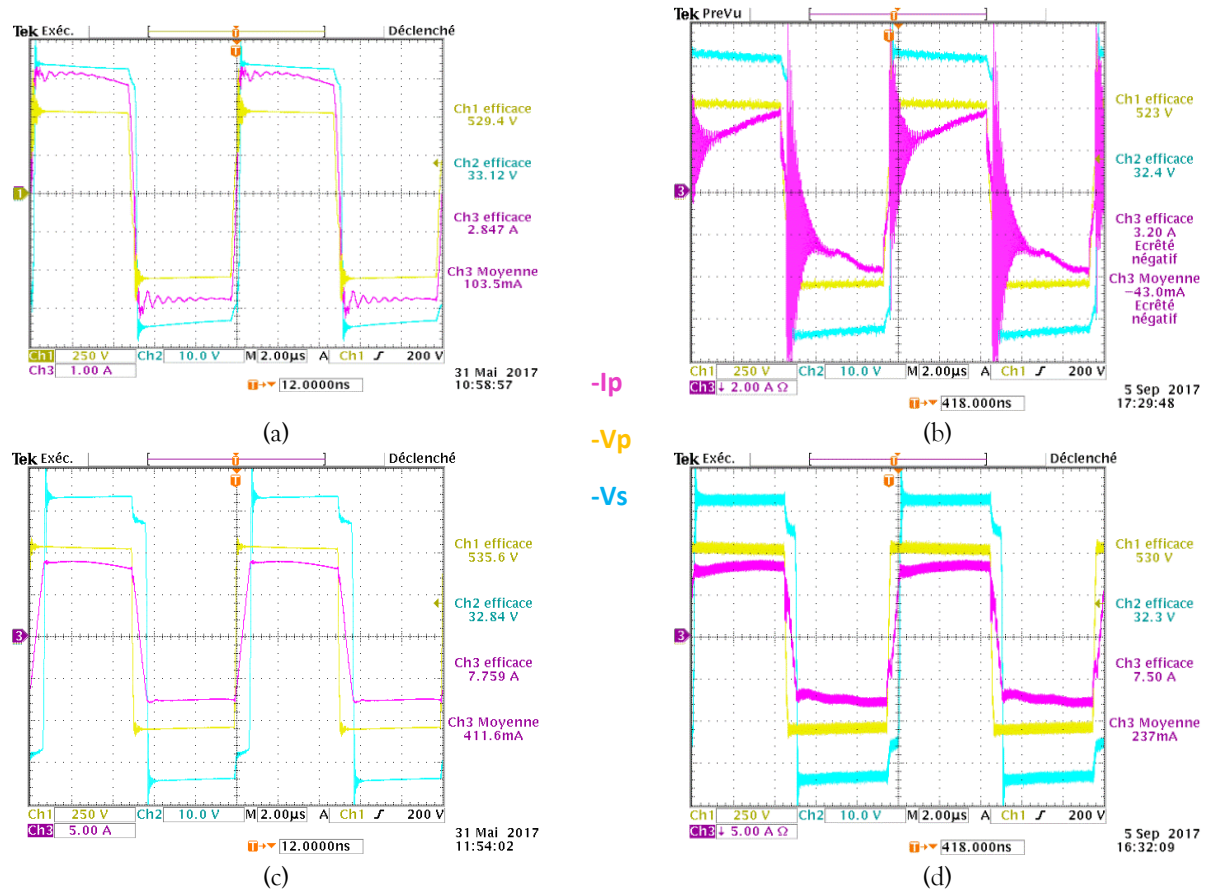
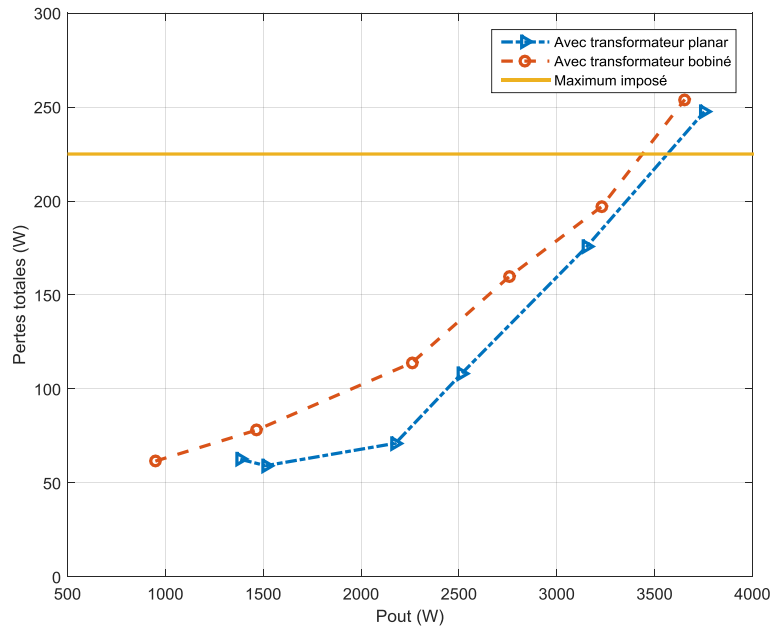
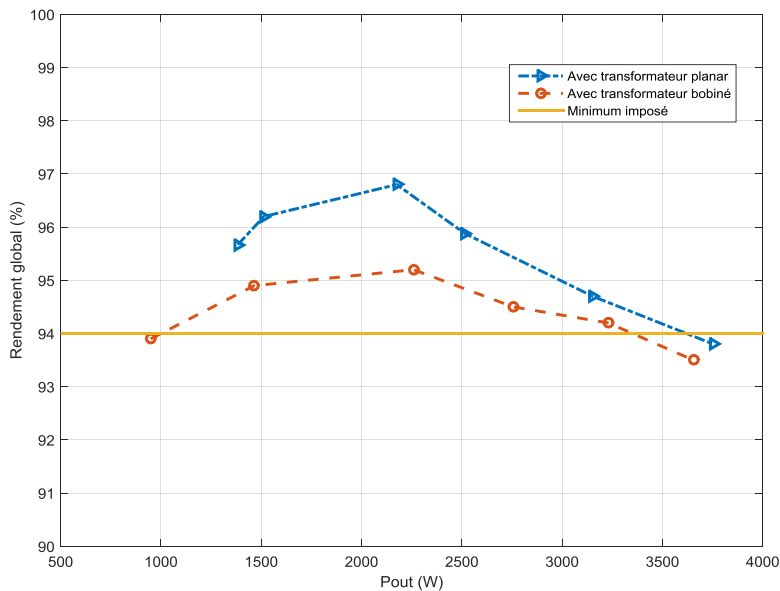


Figure 4.33 : Comparaison des formes d'ondes obtenues avec les deux transformateurs : (a) Transformateur bobiné à 1.5kW, (b) PCB planar à 1.5kW, (c) Transformateur bobiné à 4kW et (d) PCB planar à 4kW

Des essais en puissance ont été réalisés, pour des puissances entre 1 et 4kW, avec les mêmes tensions ( $V_1=544V_{DC}$ ,  $V_2=32V_{DC}$ ) et fréquence ( $F_{sw}=100kHz$ ) que précédemment. Les courbes de rendement et les pertes dans le convertisseur sont tracées sur la Figure 4.34 en fonction de la puissance de sortie du convertisseur.



(a)



(b)

Figure 4.34: Comparaisons des performances du convertisseur avec les deux transformateurs (a) pertes totales et (b) rendement

La Figure 4.34 montre que le transformateur planar développé, permet d'avoir des pertes plus faibles et donc un rendement plus important qu'avec le transformateur HF bobiné. Ce gain est supérieur sur toute la plage de test et est, en moyenne, un peu supérieur à 1%.

Avec des pertes réduites, l'échauffement du transformateur reste limité, surtout si celui-ci est fixé sur un drain thermique. Toutefois, pour des soucis mécaniques, le transformateur planar n'a pas été fixé sur un dissipateur; il est resté « suspendu » dans l'air grâce à sa connectique. Il n'a donc été refroidi que par l'air, en convection naturelle. Pour une température ambiante d'environ 23°C, les températures relevées pour le point de fonctionnement nominal (3.75kW) sont de 80°C sur le ferrite et de 100°C sur les enroulements à l'extérieur du noyau planar. Ces échauffements restent acceptables et peuvent être

réduits en utilisant un drain thermique et un gap pad comme nous l'avons montré lors de l'étape de modélisation thermique 3-D (Figure 4.21).

### Discussion sur la densité de puissance

Enfin, on peut s'intéresser à la densité de puissance atteinte par le convertisseur en intégrant le transformateur planar v2 (Figure 4.1). Ce dernier, comprenant sa connectique et les 2 noyaux ETD29 pour régler la self atteignent 550g. Les densités de puissance atteintes pour le convertisseur sont de 1.25kW/kg (et de 0.83kW/L) ce qui reste dans l'ordre de grandeur de ce qui se fait actuellement pour les DC/DC isolés [14]. Toutefois, ces valeurs restent inférieures devant celles qui étaient spécifiées dans le cahier des charges (Tableau 4.16).

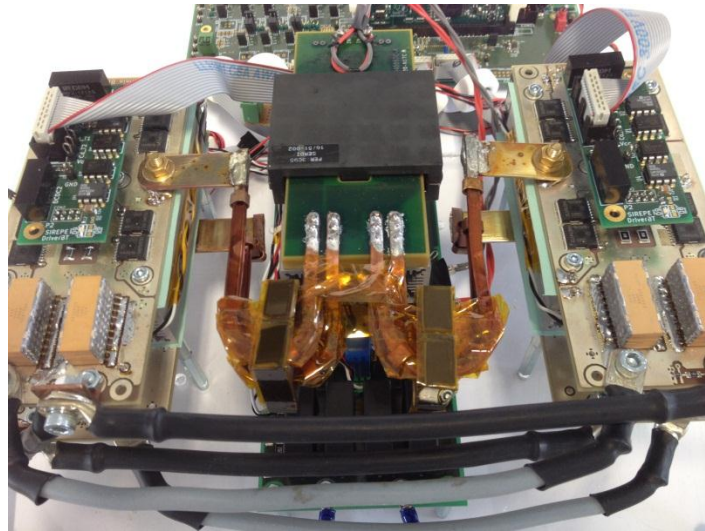


Figure 4.35 : Démonstrateur du TAB avec le prototype v2

Cahier des charges	Prototype 3.75kW
1.9 kg	3 kg
200 x 140 x 80 mm <sup>3</sup>	250 x 180 x 100 mm <sup>3</sup>
94%	94% dans les conditions nominales
2 kW/kg	1.6 kW/kg
1.6 kW/L	0.83 kW/L

Tableau 4.16 : Comparaison des densités de puissance du convertisseur DC/DC

Pour augmenter les densités de puissance atteintes, quelques leviers d'action peuvent être envisagés sur le transformateur ou sur le convertisseur.

Côté transformateur, les pistes envisagées sont de :

- Enlever les noyaux ETD29 utilisés pour atteindre valeur de la self DAB.
- Travailler sur l'intégration de la self de fuite en agissant sur le design de la fenêtre de bobinage, tout en limitant l'impact sur les pertes cuivre.

Côté convertisseur, les pistes envisagées sont de :

- Réduire les dimensions des connectiques utilisées pour la mise en parallèle des secondaires.
- Optimiser le positionnement des composants.
- Redimensionner, au plus juste, les drains thermiques qui ont été initialement surdimensionnés.
- Définir un convertisseur avec une puissance nominale plus faible.

Ces différentes pistes sont des axes d'amélioration proposées pour la continuité du projet.

## V. CONCLUSION

Ce chapitre a permis de présenter le convertisseur DC/DC étudié pour l'application aéronautique, ainsi que ses différentes fonctionnalités et différentes modulations spécifiques. Parmi les lois de commande possibles, la modulation classique en phase-shift a été présentée. Sa simplicité de mise en œuvre justifie son intérêt. Toutefois, cette modulation ne convient pas pour assurer une commutation douce sur toute la plage de fonctionnement du convertisseur, ni pour régler le courant dans les composants de puissance. Pour cela, il faut recourir à des modulations dites alternatives. Ces dernières introduisent un ou deux degrés de liberté supplémentaires permettant de mieux contrôler la forme et l'amplitude du courant. Pour cela, lorsque le point de fonctionnement varie, la commande doit changer les paramètres de réglage (rapports cycliques et déphasage), passant ainsi d'une modulation alternative à une autre. Cependant, la mise en œuvre de cette commande reste complexe. Alors pour une première validation du démonstrateur développé, c'est la commande phase-shift qui a été utilisée.

A partir du cahier des charges et des méthodes présentées dans les chapitres précédents, nous avons dimensionné et modélisé des prototypes de transformateurs planar en PCB 20 couches. Ces différentes modélisations (analytiques et numériques) ont été comparées entre elles puis avec les caractérisations effectuées. Un protocole de définition des pistes du PCB a été décrit avec les contraintes de fabrication et les règles de routage (cf. Annexe V). Plusieurs prototypes ont été réalisés. Un premier lot a été caractérisé sans être fixé dans le ferrite. Cette première version v1, à très faible inductance de fuite, a pu être testée à faible charge. Toutefois, à plus forte puissance, cette version a présenté des limites pour pouvoir respecter la condition de commutation en ZVS à l'amorçage, limites qui ont été identifiées. L'analyse des oscillations a permis de mettre en évidence l'« excitation » d'une résonance série du transformateur, problème qui survient surtout à faibles charges et pour une faible valeur d'inductance de fuite. Pour pallier à ce problème, sur les versions v2 des transformateurs planar réalisés, nous avons décidé d'ajouter une connectique spécifique pour augmenter la valeur de la self de fuite  $L_{DAB}$ .

Cette deuxième version de prototype de transformateur en PCB a été montée dans le noyau magnétique en réglant l'entrefer pour atteindre la valeur de la self magnétisante désirée. Cette version v2 a ensuite été intégrée au convertisseur développé au G2Elab. Les performances d'un prototype v2 planar ont été comparées à celles d'un transformateur HF bobiné de même puissance (3.75kW). En plus du gain sur la masse et le volume, le prototype v2 développé a permis d'obtenir un rendement plus élevé qu'avec le transformateur bobiné HF. Ces deux améliorations font de ce prototype planar, un atout pour l'augmentation de la densité de puissance du convertisseur.

Le démonstrateur du convertisseur n'atteint pas les objectifs de densité de puissance fixés, mais des optimisations sont encore possibles pour s'en rapprocher. Un gain significatif peut notamment être obtenu sur la masse des dissipateurs thermiques des bras de commutation et du transformateur, les essais en puissance ayant montré un échauffement acceptable pour ce dernier et ce, en convection naturelle et sans drain thermique.

## *Conclusion générale et Perspectives*

*L'invention scientifique réside dans la création d'une hypothèse heureuse et féconde; elle est donnée par le génie même du savant qui l'a créée."*

Claude Bernard



Les systèmes électriques et en particulier les convertisseurs de puissance ont beaucoup évolué ces dernières années pour répondre aux nouvelles exigences industrielles. L'évolution des contraintes sur les réseaux de bords étant liée à une recherche continue d'efficacité énergétique de ces systèmes, les concepteurs sont confrontés à de nouveaux challenges. En aéronautique, ces contraintes sont d'autant plus fortes que l'on cherche à améliorer la compacité des convertisseurs de puissance, en conservant leurs performances et en respectant les différents standards imposés. Dans ces convertisseurs, les composants magnétiques sont un problème majeur car volumineux et lourds. La technologie planar propose une réponse à cette problématique.

Le but de cette thèse était de fournir des méthodes et un outil de dimensionnement de transformateurs planar, ainsi que de mettre en place un prototype de convertisseur DC/DC utilisant cette technologie, en collaboration avec une seconde thèse CIFRE (G2Elab) axée sur la partie convertisseur.

Nous avons dressé un état de l'art des méthodes existantes et choisi celles qui nous semblaient les plus pertinentes pour notre démarche de dimensionnement. Cette approche reste similaire à celle de composants magnétiques classiques, avec en plus la prise en compte des effets HF sur leur géométrie. Par ailleurs, l'outil développé laisse la possibilité à l'utilisateur de préférer d'autres méthodes que celles retenues pour cette étude. Cet outil est un ensemble de codes Matlab représentant les différents modèles utilisés pour le calcul des pertes, le modèle de résistance thermique équivalente et l'évaluation des autres paramètres du transformateur planar. Il requiert un pré-dimensionnement préalable pour préciser le type et les dimensions du noyau et des conducteurs, ainsi que l'entrelacement choisi. La puissance, la tension primaire et le nombre de spires sont également des données d'entrée. Pour le calcul de l'inductance de fuite, un modèle analytique 2-D basse fréquence est utilisé.

Pour réaliser nos prototypes, en vue de l'intégration de puissance, des choix technologiques ont été effectués. Ceux-ci nous ont conduits à sélectionner des noyaux planar en E imposant des spires rectangulaires qui, pour un même entrelacement, ont a priori plus de pertes cuivre HF que des spires circulaires avec des ferrites équivalentes en ER, PQ ou EQ. Pour réduire ces pertes cuivre, nous avons comparé principalement trois types d'angles de spires rectangulaires (angle droit, circulaire et trapèze). Ceci a permis de réduire significativement les pertes HF et donc l'échauffement des composants de puissance.

La validation de notre démarche de dimensionnement a nécessité la réalisation de plusieurs prototypes de puissance et l'apprentissage des techniques de réalisation de ces composants planar multicouches :

- Au FabLab, sur le site de Centrale Lille, pour la réalisation des premiers prototypes de puissance, en technologie feuillard, du L2EP
- Chez TAES, pour la réalisation de prototypes industriels en PCB 20 couches avec une des plus grandes puissances réalisées actuellement dans le groupe Thales.

Cette dernière technologie PCB est actuellement la plus appropriée pour une production industrielle car elle peut être automatisée et surtout permet de garantir la répétabilité et la reproductibilité des caractéristiques des produits, avec une faible tolérance. La réalisation en FabLab permet par contre de valider des principes de conception sans faire appel à l'outil industriel, avec un coût réduit.

Nous avons donc dimensionné et réalisé des prototypes de transformateurs planar à 3 enroulements en PCB 20 couches, selon le cahier des charges du convertisseur DC/DC spécifié. Ces prototypes ont été dimensionnés avec la démarche présentée, en visant à limiter les pertes et à obtenir un volume le plus faible possible. Plusieurs configurations d'angles de spires ont ainsi été réalisées et celle qui présentait les meilleures caractéristiques électriques a été retenue pour des essais en puissance.

Les premiers essais à faible charge ont mis en évidence de fortes oscillations sur les signaux, provoquées par les éléments parasites du transformateur. Ces oscillations doivent pouvoir être réduites, notamment à travers l'implémentation de commandes plus élaborées (modulations alternatives) des topologies DAB/TAB.

L'inductance nécessaire au fonctionnement du convertisseur s'est faite, dans le cadre de ce travail, de façon externe au transformateur, soit par une inductance additionnelle, soit par ajout de connectique et de noyaux sur les secondaires des prototypes. Ces solutions ont permis de s'approcher des exigences de la commande mais ont aussi permis de réduire de manière significative l'impact des éléments parasites du transformateur planar.

Enfin, une comparaison des performances du convertisseur réalisée avec un transformateur bobiné HF et un transformateur planar en PCB 20 couches a pu être effectuée. Cette comparaison a confirmé les avantages et inconvénients de ces technologies, mais a surtout montré l'intérêt de la technologie planar dans un objectif d'intégration de puissance.

Ces travaux de thèse ont donc permis de mettre en œuvre des outils et une démarche de dimensionnement de composants magnétiques planar dans les systèmes embarqués.

La compacité du convertisseur réalisé pourra être améliorée en optimisant la distribution des composants, la longueur de la connectique et la masse des dissipateurs. De cette façon, l'objectif d'une densité de puissance minimale de 1.6kW/kg (ou 1kW/L) devrait pouvoir être atteint. Ces travaux de thèse ont permis également d'initier un partenariat entre deux unités du groupe Thales : TAES et Thales Global Services (TGS), TGS apportant son expertise en modélisation thermique. L'objectif final de ce partenariat, sera de disposer d'un outil de dimensionnement comportant un module thermique intégré aux outils internes du groupe (ATDM : Atelier Thales de Développement Matériel).

L'outil de dimensionnement développé pourra être amélioré et notamment son ergonomie, à travers le développement d'une interface graphique par exemple, pour la rendre plus simple d'utilisation. Il pourra également intégrer un « catalogue » de noyaux magnétiques et de types de conducteurs permettant de sélectionner automatiquement une taille de circuit magnétique et de pistes de cuivre selon le cahier des charges. Un travail spécifique sur la modélisation des capacités parasites du transformateur planar pourra également compléter cet outil.

Pour s'affranchir des contraintes de fabrication du PCB multicouches, notamment sur le choix des sections de conducteurs des différents enroulements, une alternative pourrait consister à mixer des technologies pour les différents enroulements (PCB et feuille de cuivre). Toutefois, cette solution reste limitée pour une production industrielle.

Nous avons vu que pour ce convertisseur il aurait été nécessaire d'avoir une valeur donnée de la self de fuite ramenée au primaire du transformateur. En utilisant le transformateur planar dimensionné en PCB 20 couches, nous n'avons pu respecter cette contrainte qu'en rajoutant une inductance non intégrée (externe ou connectique). Une perspective directe de ces travaux concerne l'intégration partielle ou totale de cette inductance dans le transformateur planar et sa comparaison avec un système à deux composants optimisés (transformateur + inductance). De récentes études [166] [167] montrent qu'il est possible d'augmenter l'énergie magnétique dans la fenêtre de bobinage. Une méthode dans la littérature consiste à insérer un matériau magnétique souple, comme le C350 [109] « ferrite polymère composite » (FPC), entre les couches des conducteurs. Ce matériau magnétique se caractérise par une épaisseur et par une perméabilité magnétique supérieure à celle de l'air. De cette façon, le matériau magnétique augmente les fuites magnétiques dans le noyau. Toutefois, cette méthode a deux principaux inconvénients : elle ne convient, à priori, pas pour la technologie en PCB multicouche et elle augmente les pertes cuivre du composant magnétique planar. Une autre méthode consisterait à optimiser la valeur

de l'énergie magnétique à partir du placement des conducteurs dans la fenêtre de bobinage. Pour que cela soit possible, il faudrait néanmoins émettre quelques hypothèses sur les conducteurs lors de la phase de pré-dimensionnement. En supposant que la solution issue d'une telle optimisation ne soit pas unique, pour sélectionner une solution parmi les autres, on pourrait privilégier un critère de choix de type minimisation des pertes cuivre ou encore la minimisation des capacités parasites. Pour cela, plusieurs outils d'optimisation peuvent être utilisés. Dans notre cas, il est possible d'utiliser l'outil Sophemis (Superviseur d'OPTimisation de macHines Electriques ModélIsées) développé au L2EP depuis 2002 [168]. Cet outil permet d'optimiser un ou plusieurs paramètres de structures électriques sous différentes contraintes.

Il est également possible d'ouvrir des perspectives sur l'optimisation complète du transformateur planar. Cette optimisation consisterait à trouver une géométrie optimum du transformateur avec différents critères sur l'inductance de fuite, les capacités parasites, les pertes, l'échauffement du composant...voire sa densité de puissance.

Cette optimisation pourrait s'étendre au système dont fait partie le transformateur. Par exemple, une optimisation globale du convertisseur pourrait consister à rechercher une fréquence de fonctionnement optimale permettant d'avoir les meilleures performances à la fois pour les semi-conducteurs de puissance et pour le transformateur planar.

D'autres améliorations sont possibles côté convertisseur au niveau thermique et CEM. Côté thermique, en plus de réduire les pertes, il est également nécessaire de mieux drainer les calories. Des améliorations du convertisseur pourraient être faites en remplaçant le traditionnel époxy en FR-4 par du 92ML. Ce changement pourrait être fait à la fois pour la carte de puissance et pour le transformateur planar en PCB multicouches. Le 92ML possède une conductivité thermique de 2W/m.K à 3.5W/m.K, ce qui est 6 à 10 fois supérieure à celle du FR-4 [169] et améliorerait le comportement thermique du convertisseur. Le polyimide 92ML peut ainsi potentiellement réduire la présence de points chauds et également permettre d'optimiser le dissipateur thermique. Cependant, un inconvénient majeur pourrait être le coût supplémentaire de cette technologie

La CEM du convertisseur constituera un aspect important à traiter également. Les standards aéronautiques DO-160 [170] définissent un seuil limite d'émissions conduites (gabarit L) auquel le convertisseur devra être conforme. Des solutions de filtres CEM de mode commun et de mode différentiel à partir de noyaux planar, séparés ou intégrés [171], seront également investiguées. Enfin, de récentes études [172] [173] [174] [175] [176] [115] permettent de définir des configurations de transformateurs planar à faibles capacités parasites, avec l'insertion d'écrans électrostatiques entre les couches conductrices. Certaines de ces méthodes [174] permettraient, par la même occasion, de réduire le bruit de mode commun du convertisseur. Parmi les configurations de prototypes en PCB 20 couches réalisées, l'une d'entre elles (MC20\_N17E A), qui n'a pas été présentée dans ce manuscrit car non montée sur le ferrite, pourra être testée ultérieurement pour vérifier son niveau de capacités parasites. Pour cette dernière configuration, entre les couches conductrices, des couches faisant office d'écrans sont référencées à la masse électrique. Une perspective de ces travaux de thèse consistera à tester ce prototype pour vérifier qu'il permet de réduire le niveau de bruit de mode commun par rapport aux autres prototypes développés.

## *Bibliographie*

- [1] I. O. Hockmeyer, "The generation and regulation of electric power in aircraft: a survey of design features of generators and their control," *J. Inst. Electr. Eng. - Part II Power Eng.*, vol. 93, no. 31, p. 2, Feb. 1946.
- [2] B. Sarlioglu and C. T. Morris, "More Electric Aircraft: Review, Challenges, and Opportunities for Commercial Transport Aircraft," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 1, no. 1, pp. 54–64, Jun. 2015.
- [3] J. S. N. T. Magambo *et al.*, "Planar Magnetic Components in More Electric Aircraft: Review of Technology and Key Parameters for DC-DC Power Electronic Converter," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [4] "About Clean Sky 2 | Clean Sky." [Online]. Available: <http://www.cleansky.eu/content/homepage/about-clean-sky-2>. [Accessed: 02-Sep-2016].
- [5] "CORAC Aéro Recherche - Aéronautique Civile - Le CORAC est le Conseil pour la Recherche Aéronautique Civile. Suivez l'actualité de la recherche du secteur de l'aéronautique civile Français." *CORAC Aéro Recherche - Aéronautique Civile*. [Online]. Available: <http://aerorechercheorac.com/>. [Accessed: 03-Oct-2016].
- [6] X. Roboam, "New trends and challenges of electrical networks embedded in "more electrical aircraft"," in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2011, pp. 26–31.
- [7] A. Tenconi and P. W. Wheeler, "Introduction to the Special Section on The More Electric Aircraft: Power Electronics, Machines, and Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3521–3522, Sep. 2012.
- [8] F. Gao and S. Bozhko, "Modeling and Impedance Analysis of a Single DC Bus-Based Multiple-Source Multiple-Load Electrical Power System," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 2, no. 3, pp. 335–346, Sep. 2016.
- [9] M. T. E. Heinrich, F. Kelch, P. Magne, and A. Emadi, "Regenerative Braking Capability Analysis of an Electric Taxiing System for a Single Aisle Midsize Aircraft," *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 1, no. 3, pp. 298–307, Oct. 2015.
- [10] X. Roboam, B. Sareni, and A. D. Andrade, "More Electricity in the Air: Toward Optimized Electrical Networks Embedded in More-Electrical Aircraft," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 6, no. 4, pp. 6–17, décembre 2012.
- [11] R. T. Naayagi, "A review of more electric aircraft technology," in *2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS)*, 2013, pp. 750–753.
- [12] M. H. Taha, "Power electronics for aircraft application," in *1999/059, IEE Colloquium on Power Electronics for Demanding Applications (Ref. No. 1999, p. 7/1-7/4)*.
- [13] T. Bensalah and P. Thalin, "Integrated Modular Power Electronics: Achievements and Challenges," presented at the IMPEC MEA2015, Toulouse, France, 2015.
- [14] P. Asfaux and J. Bourdon, "Development of a 12kW isolated and bidirectional DC-DC Converter dedicated to the More Electrical Aircraft: The Buck Boost Converter Unit (BBCU)," in *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, 2016, pp. 1–8.
- [15] D. S. Stephens, "Lightweight aircraft transformers," *Electr. Eng.*, vol. 69, no. 2, pp. 156–156, février 1950.
- [16] R. V. White, "'We Need Better Magnetics' [White Hot]," *IEEE Power Electron. Mag.*, vol. 4, no. 2, pp. 108–106, Jun. 2017.
- [17] Z. Ouyang and M. A. E. Andersen, "Overview of Planar Magnetic Technology; Fundamental Properties," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4888–4900, Sep. 2014.
- [18] R. Bakri, J. S. N. T. Magambo, X. Margueron, P. Le Moigne, and N. Idir, "Planar transformer equivalent thermal resistance variation with ambient temperature and power losses," presented at the EPE'16 ECCE Europe, Karlsruhe, Germany, 2016.
- [19] François LEPRINCE-RINGUET, "Aimants permanents - Matériaux et applications," *Techniques de l'ingénieur*. Juin-1996.
- [20] Richard LEBOURGEOIS, "Ferrites doux pour l'électronique de puissance," *Techniques de l'ingénieur*. France, p. 21, 10-Oct-2005.
- [21] "Ferrocube." [Online]. Available: [http://www.ferrocube.com/FerrocubeCorporateReception/index.do?action=gotoPage&pageType=\\_en](http://www.ferrocube.com/FerrocubeCorporateReception/index.do?action=gotoPage&pageType=_en). [Accessed: 14-Sep-2016].
- [22] "Hitachi Metals, Ltd." [Online]. Available: <http://www.hitachi-metals.co.jp/e/>. [Accessed: 07-Jun-2017].
- [23] "Brevet EP 0 271 657 - Oct. 1987 - Hitachi Metals."
- [24] H. Chazal, "Caractérisations physicochimique et magnetique de rubans nanocristallins à haute perméabilité et étude de leur intégration en électronique de puissance," Thèse, Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 2004.
- [25] T. Waeckerlé, "Matériaux nanocristallins - application EP," R&D - Centre de Recherche d'Imphy, Note technique, Rapport interne TAES GENOME/Nanocristallin/L1/9-2014, Sep. 2014.
- [26] A. Hilal, M.-A. Raullet, C. Martin, and F. Sixdenier, "Power Loss Prediction and Precise Modeling of Magnetic Powder Components in DC-DC Power Converter Application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 2232–2238, Apr. 2015.
- [27] W. J. Gu and R. Liu, "A study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers," in *24th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record*, 1993, pp. 1123–1129.
- [28] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, 3rd ed. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2004.
- [29] "Ceramic Magnetics Homepage." [Online]. Available: <http://www.cmi-ferrite.com/>. [Accessed: 14-Sep-2016].
- [30] "Ferrites and Accessories | Products | TDK Product Center." [Online]. Available: <https://product.tdk.com/info/en/products/ferrite/index.html>. [Accessed: 14-Sep-2016].
- [31] Y.-H. Shin, Y.-S. Oh, K.-S. Ahn, and C.-S. Kim, "Adapter design using planar transformer for aircraft," in *Telecommunications Energy Conference, 2009. INTEL 2009. 31st International*, 2009, pp. 1–5.
- [32] "ANSYS - Simulation Driven Product Development." [Online]. Available: <http://www.ansys.com><http://www.ansys.com/>. [Accessed: 14-Sep-2016].
- [33] W. G. Hurley and W. H. Wolfle, *TRANSFORMERS AND INDUCTORS FOR POWER ELECTRONICS: THEORY, DESIGN AND APPLICATIONS*. John Wiley & Sons Ltd., 2013.

- [34] "Payton Planar." [Online]. Available: <http://www.paytongroup.com/>. [Accessed: 10-May-2017].
- [35] E. C. W. de Jong, J. A. Ferreira, and P. Bauer, "Integrated flex winding realization for 3D PCB converters," in *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1–7.
- [36] N. Quentin, "Alimentation à découpage hautes performances pour l'aéronautique," Thèse, Université Claude Bernard Lyon 1, Lyon, 2016.
- [37] K. Zhang *et al.*, "Modeling and design optimization of planar power transformer for aerospace application," in *Aerospace Electronics Conference (NAECON), Proceedings of the IEEE 2009 National*, 2009, pp. 116–120.
- [38] C. Ropoteanu, N. D. Codreanu, and C. Ionescu, "Thermal investigation of a planar core power transformer," in *2016 39th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, 2016, pp. 112–115.
- [39] "C350 - EPCOS. Munich, Germany. Ferrites and accessories." Sep-2006.
- [40] Z. Ouyang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, "Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC-DC Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2800–2810, Jul. 2012.
- [41] P. Zumel, R. Prieto, J. A. Cobos, and J. Uceda, "Comparative study of flex-foil technology in HF planar transformer windings," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, vol. 3, pp. 1248–1253 vol.3.
- [42] E. C. W. de Jong, B. J. A. Ferreira, and P. Bauer, "Toward the Next Level of PCB Usage in Power Electronic Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 6, pp. 3151–3163, Nov. 2008.
- [43] G. K. Y. Ho, C. Zhang, B. M. H. Pong, and S. Y. R. Hui, "Modeling and Analysis of the Bendable Transformer," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 9, pp. 6450–6460, Sep. 2016.
- [44] "<http://www.newenglandwire.com/library/docs/flip/litz-wire-brochure>." [Online]. Available: <http://www.newenglandwire.com/library/docs/flip/litz-wire-brochure/index.html#p=2>. [Accessed: 11-Apr-2017].
- [45] F. Robert, "Modélisation et simulation de transformateurs pour alimentations à découpage," Thèse de Docteur en Sciences Appliquées, Université Libre de Bruxelles, Bruxelles, 1999.
- [46] "Finite Element Method Magnetics: HomePage." [Online]. Available: <http://www.femm.info/wiki/HomePage>. [Accessed: 14-Sep-2016].
- [47] Xavier MARGUERON, "Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar," Thèse de l'Université Joseph Fourier, Grenoble, France, 2006.
- [48] X. Margueron, A. Besri, Y. Lembeye, and J. P. Keradec, "Current Sharing Between Parallel Turns of a Planar Transformer: Prediction and Improvement Using a Circuit Simulation Software," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 3, pp. 1064–1071, mai 2010.
- [49] N. H. Kutkut and D. M. Divan, "Optimal air-gap design in high-frequency foil windings," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 5, pp. 942–949, Sep. 1998.
- [50] W. Chen, Y. Yan, Y. Hu, and Q. Lu, "Model and design of PCB parallel winding for planar transformer," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 5, pp. 3202–3204, Sep. 2003.
- [51] G. S. Dimitrakakis and E. C. Tatakis, "High-Frequency Copper Losses in Magnetic Components With Layered Windings," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 8, pp. 3187–3199, Aug. 2009.
- [52] A. Reatti and M. K. Kazimierczuk, "Comparison of various methods for calculating the AC resistance of inductors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 3, pp. 1512–1518, May 2002.
- [53] J. M. Lopera, M. J. Prieto, J. Diaz, and J. Garcia, "A Mathematical Expression to Determine Copper Losses in Switching-Mode Power Supplies Transformers Including Geometry and Frequency Effects," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 2219–2231, Apr. 2015.
- [54] J. Aime, B. Cogitore, G. Meunier, E. Clavel, and Y. Marechal, "Numerical Methods for Eddy Currents Modeling of Planar Transformers," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 5, pp. 1014–1017, mai 2011.
- [55] R. Prieto, J. A. Cobos, O. Garcia, P. Alou, and J. Uceda, "Study of 3-D magnetic components by means of 'double 2-D' methodology," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 1, pp. 183–192, Feb. 2003.
- [56] A. E. Ruehli, "Equivalent Circuit Models for Three-Dimensional Multiconductor Systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 22, no. 3, pp. 216–221, Mar. 1974.
- [57] P. Hammond, "Roth's method for the solution of boundary-value problems in electrical engineering," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 114, no. 12, pp. 1969–1976, Dec. 1967.
- [58] H. Bui-Ngoc, H. Chazal, Y. Lembeye, J.-P. Keradec, and J.-L. Schanen, "New  $\mu$ PEEC formulation for modeling 2D core transformer. Principles, academic and industrial applications," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 553–558.
- [59] I. F. Kovačević, T. Friedli, A. M. Müsing, and J. W. Kolar, "Full PEEC Modeling of EMI Filter Inductors in the Frequency Domain," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 10, pp. 5248–5256, Oct. 2013.
- [60] A. Roßkopf, E. Bär, C. Joffe, and C. Bonse, "Calculation of Power Losses in Litz Wire Systems by Coupling FEM and PEEC Method," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 9, pp. 6442–6449, Sep. 2016.
- [61] A. T. Phung, G. Meunier, O. Chadebec, X. Margueron, and J. P. Keradec, "High-Frequency Proximity Losses Determination for Rectangular Cross-Section Conductors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 4, pp. 1213–1216, Apr. 2007.
- [62] L. Taylor, X. Margueron, Y. Le Menach, and P. Le Moigne, "Numerical Modeling of PCB Planar Inductors: Impact of 3D Modeling on High Frequency Copper Loss Evaluation," *IET Power Electron.*, vol. 99, pp. 1–1, 2017.
- [63] "Code Carmel3D, Présentation générale." [Online]. Available: <http://code-carmel.univ-lille1.fr/>. [Accessed: 06-Sep-2017].

- [64] L. Taylor, T. Henneron, X. Margueron, Y. Le Menach, and P. Le Moigne, "Model-order reduction of magneto-harmonic problems based on POD: application to planar magnetic components," *Eur Phys J Appl Phys*, vol. 74, no. 10903, Apr. 2016.
- [65] James Clerk Maxwell, "Electricity and magnetism," Oxford, 1873.
- [66] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 113, no. 8, pp. 1387-1394, Aug. 1966.
- [67] E. Bennett and S. C. Larson, "Effective resistance to alternating currents of multilayer windings," *Electr. Eng.*, vol. 59, no. 12, pp. 1010-1016, décembre 1940.
- [68] W. G. Hurley, E. Gath, and J. G. Breslin, "Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 2, pp. 369-376, Mar. 2000.
- [69] J. A. Ferreira, "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 9, no. 1, pp. 127-131, Jan. 1994.
- [70] M. P. Perry, "Multiple Layer Series Connected Winding Design for Minimum Losses," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-98, no. 1, pp. 116-123, Jan. 1979.
- [71] M. P. Perry, "Multiple Layer Parallel Connected Air-Core Inductor Design," *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-98, no. 4, pp. 1387-1393, Jul. 1979.
- [72] B. Carsten, "High Frequency Conductor Losses in Switchmode Magnetics," *HFPC Proceedings*, May 1986.
- [73] J. P. Vandelac and P. D. Ziogas, "A novel approach for minimizing high-frequency transformer copper losses," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 3, pp. 266-277, Jul. 1988.
- [74] X. Nan and C. R. Sullivan, "An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors," in *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, 2003, vol. 2, pp. 853-860 vol.2.
- [75] M. A. Bahmani, T. Thiringer, and H. Ortega, "An Accurate Pseudoempirical Model of Winding Loss Calculation in HF Foil and Round Conductors in Switchmode Magnetics," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 4231-4246, août 2014.
- [76] A. Rakotomatala, N. Burais, and P. Auriol, "A 2D semi-analytical method for the calculation of eddy current losses in transformer and inductance coils," in *1994 Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, 1994, pp. 188-191.
- [77] B. Ackermann and A. Lewalter, "Two-dimensional calculation of winding losses in planar magnetic components," in *4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings (Cat. No.01TH8594)*, 2001, vol. 2, pp. 674-679 vol.2.
- [78] C. P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. IX, no. 1, pp. 1-64, Jan. 1892.
- [79] D. Jiles and D. Atherton, "Ferromagnetic hysteresis," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 19, no. 5, pp. 2183-2185, Sep. 1983.
- [80] Preisach F., "Über die magnetische Nachwirkung," *Zeitschrift für Physik*, Germany, pp. 277-302, 1935.
- [81] J. Li, T. Abdallah, and C. R. Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting*, 2001, vol. 4, pp. 2203-2210 vol.4.
- [82] S. Mulder, "Loss Formulas for Power Ferrites and their Use in Transformer Design," Philips, Eindhoven, The Netherlands, 1994.
- [83] M. Albach, T. Durbaum, and A. Brockmeyer, "Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches," in *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record*, 1996, vol. 2, pp. 1463-1468 vol.2.
- [84] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters," in *2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2002. Proceedings*, 2002, pp. 36-41.
- [85] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, "Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 964-973, février 2012.
- [86] W. Shen, F. Wang, D. Boroyevich, and C. W. Tipton, "Loss Characterization and Calculation of Nanocrystalline Cores for High-Frequency Magnetics Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 1, pp. 475-484, Jan. 2008.
- [87] I. Villar, U. Viscarret, I. Etxebarria-Otadui, and A. Rufer, "Global Loss Evaluation Methods for Nonsinusoidally Fed Medium-Frequency Power Transformers," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4132-4140, Oct. 2009.
- [88] "Philips - France," *Philips*. [Online]. Available: <https://www.philips.fr/>. [Accessed: 22-Oct-2017].
- [89] "Micrometals - Iron Powder Cores." [Online]. Available: <http://www.micrometals.com/>. [Accessed: 01-Jun-2017].
- [90] W. Lu and G. Chunying, "Detailed design of high-frequency planar power transformer," in *2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2011, pp. 1610-1614.
- [91] J.-L. Schanen, "Vers Electronique de puissance: au coeur de la commutation...Modèles pour l'analyse, modèles de conception," Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Grenoble, France, HDR, Nov. 2000.
- [92] C. Buccella, C. Cecati, and F. de Monte, "A computational method of temperature distribution in high frequency planar transformers," in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2011, pp. 477-482.
- [93] C. Buccella, C. Cecati, and F. de Monte, "A Coupled Electrothermal Model for Planar Transformer Temperature Distribution Computation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, pp. 3583-3590, Oct. 2008.
- [94] J. B. J. FOURIER, *Théorie analytique de la chaleur*. Paris: Chez Firmin DIDOT, Père et Fils, 1822.
- [95] F. Incropera, *Fundamentals of Heat and Mass Transfer*, John Wiley and Sons. 1985.
- [96] Ferroxcube, "Design of Planar Power Transformers," May 1997.
- [97] TDK, "Ferrites and accessories, Application notes," Datasheet, May 2017.

- [98] S. . Mulder, "On the design of low profile high frequency transformers," presented at the HFPC'90, 1990, pp. 141-159.
- [99] R. Bakri, J. S. N. Teu, X. Margueron, P. L. Moigne, and N. Idir, "Planar transformer equivalent thermal resistance variation with ambient temperature and power losses," in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, 2016, pp. 1-9.
- [100] R. Bakri, J. S. NGOUA TEU, X. Margueron, P. Le Moigne, and N. Idir, "Modélisation thermique de composants magnétiques planar de puissance par réseau de résistances thermiques structurel," *Rev. 3EI*, no. 88, Avril 2017.
- [101] R. Bakri, J. S. NGOUA TEU, X. Margueron, P. Le Moigne, and N. Idir, "Modélisation thermique des composants magnétiques planar de puissance par réseau thermique structurel," presented at the SYMPOSIUM DE G ENIE E LECTRIQUE (SGE 201, Grenoble, France, 2016.
- [102] A. Lewaiter and B. Ackermann, "A thermal model for planar transformers," in *, 2001 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings, 2001*, vol. 2, pp. 669-673 vol.2.
- [103] M. Rascon, J. Ara, R. Madsen, J. Navas, M. Perez, and F. S. Miguel, "Thermal analysis and modelling of planar magnetic components," in *Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001, 2001*, vol. 1, pp. 97-101 vol.1.
- [104] "Homepage | PSpice." [Online]. Available: <http://www.pspice.com/>. [Accessed: 05-Jun-2017].
- [105] A. Schellmanns, K. Berrouche, and J. P. Keradec, "Multiwinding transformers: a successive refinement method to characterize a general equivalent circuit," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 47, no. 5, pp. 1316-1321, Oct. 1998.
- [106] J.-P. Ferrieux and F. Forest, "Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance," *Masson*, 2006.
- [107] S. R. Cove, M. Ordonez, F. Luchino, and J. E. Quaicoe, "Integrated magnetic design of small planar transformers for LLC resonant converters," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011, pp. 1839-1844.
- [108] W. Zhang *et al.*, "Impact of planar transformer winding capacitance on Si-based and GaN-based LLC resonant converter," in *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2013, pp. 1668-1674.
- [109] J. Zhang, W. G. Hurley, and W. H. Wolfe, "Design of the planar transformer in llc resonant converters for micro-grid applications," in *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2014, pp. 1-7.
- [110] F. Pereira, A. Ferreira, V. Sobrado, A. Martins, and A. Carvalho, "Push-Pull DC-DC converter with planar transformer for PV applications," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 1180-1184.
- [111] X. Margueron, A. Besri, P. Jeannin, J.-P. Keradec, and G. Parent, "Complete Analytical Calculation of Static Leakage Parameters: A Step Toward HF Transformer Optimization," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 3, pp. 1055-1063, mai 2010.
- [112] Z. Ouyang, J. Zhang, and W. G. Hurley, "Calculation of Leakage Inductance for High-Frequency Transformers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5769-5775, Oct. 2015.
- [113] W. A. Roshen, "Analysis of planar sandwich inductors by current images," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 26, no. 5, pp. 2880-2887, Sep. 1990.
- [114] D. Magot, X. Margueron, and J. P. Keradec, "PEEC-like analytical calculation of static leakage inductances of H.F. transformers," in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting, 2004*, vol. 1, p. 545.
- [115] M. A. Saket, N. Shafiei, and M. Ordonez, "LLC Converters With Planar Transformers: Issues and Mitigation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 6, pp. 4524-4542, Jun. 2017.
- [116] A. Schellmanns, "Circuits équivalents pour transformateurs multi-enroulements : Application à la CEM conduite d'un convertisseur," Thèse de l'INPG, INPG, Grenoble, France, 1999.
- [117] A. Schellmanns, J. P. Keradec, J. L. Schanen, and K. Berrouche, "Representing electrical behaviour of transformers by lumped element circuits: a global physical approach," in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, 1999*, vol. 3, pp. 2100-2107 vol.3.
- [118] L. Dalessandro, F. da S. Cavalcante, and J. W. Kolar, "Self-Capacitance of High-Voltage Transformers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 2081-2092, Sep. 2007.
- [119] W. Tan, X. Margueron, and N. Idir, "An analytical method for modeling parasitic capacitances of planar components for EMI filters," *EJEE*, vol. VOL 16, no. 3/4, p. pp.425-445, 2013.
- [120] Wenhua TAN, "Modélisation et Conception des Composants Passifs Planar pour Filtres CEM," Thèse, Ecole Centrale de Lille, Lille, France, 2012.
- [121] W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*, 2nd Edition. Marcel Dekker Inc., 1988.
- [122] "Farnell element14." [Online]. Available: <http://fr.farnell.com/>. [Accessed: 26-Sep-2017].
- [123] "RS, distributeur de composants électroniques & fournitures industrielles." [Online]. Available: <http://fr.rs-online.com/web/>. [Accessed: 27-Sep-2017].
- [124] B. Betts, "Bringing the factory home [Manufacturing Personal]," *Eng. Technol.*, vol. 5, no. 8, pp. 56-58, Jun. 2010.
- [125] T. Redlich *et al.*, "OpenLabs - Open Source Microfactories Enhancing the FabLab Idea," in *2016 49th Hawaii International Conference on System Sciences (HICSS)*, 2016, pp. 707-715.
- [126] D. Gendreau, A. Mohand-Ousaid, P. Rougeot, and M. Rakotondrabe, "3D-Printing: A promising technology to design three-dimensional microsystems," in *2016 International Conference on Manipulation, Automation and Robotics at Small Scales (MARSS)*, 2016, pp. 1-5.
- [127] C. W. J. Lim, K. Q. Le, Q. Lu, and C. H. Wong, "An Overview of 3-D Printing in Manufacturing, Aerospace, and Automotive Industries," *IEEE Potentials*, vol. 35, no. 4, pp. 18-22, Jul. 2016.



- [128] W. Liang, L. Raymond, and J. Rivas, "3-D-Printed Air-Core Inductors for High-Frequency Power Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 52–64, Jan. 2016.
- [129] Y. Yan, C. Ding, K. D. T. Ngo, Y. Mei, and G. Q. Lu, "Additive manufacturing of planar inductor for Power Electronics applications," in *2016 International Symposium on 3D Power Electronics Integration and Manufacturing (3D-PEIM)*, 2016, pp. 1–16.
- [130] Onshape, "Full-Cloud CAD | Onshape." [Online]. Available: <https://www.onshape.com>. [Accessed: 24-Nov-2016].
- [131] "PLANAR TECHNOLOGY | Himag." [Online]. Available: [http://www.himag.co.uk/planar\\_techologies](http://www.himag.co.uk/planar_techologies). [Accessed: 10-May-2017].
- [132] "Transformateurs," *Exxelia Group*.
- [133] "Planar Transformers - Grupo Premo." [Online]. Available: <https://www.grupopremo.com/114-planar-transformers>. [Accessed: 10-May-2017].
- [134] "Planar Magnetics | Standex-Meder Electronics," *Standex Meder Electronics*. [Online]. Available: <https://standexelectronics.com/products/planar-magnetics/>. [Accessed: 10-May-2017].
- [135] Chauvin Arnoux, "C.A 6250 Microhmmeter-User's manual." Paris, France, 2010.
- [136] Agilent Technologies, "Agilent 4294A Precision Impedance Analyser-Operation Manual." Santa Clara, CA, USA, 2008.
- [137] X. Margueron and J. P. Keradec, "Identifying the Magnetic Part of the Equivalent Circuit of Winding Transformers," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 56, no. 1, pp. 146–152, février 2007.
- [138] "Caméra infrarouge Fluke Ti95." [Online]. Available: <http://www.fluke.com/fluke/frfr/thermographie/fluke-ti95.htm?PID=78505>. [Accessed: 29-Sep-2017].
- [139] I. " Jitaru and N. D. Bolohan, "A high efficiency 2KW DC-DC converter for automotive application," in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 22–27.
- [140] N. Shafiei, M. Ordóñez, S. R. Cove, M. Craciun, and C. Botting, "Accurate modeling and design of LLC resonant converter with planar transformers," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 5468–5473.
- [141] J. S. NGOUA TEU, R. Bakri, X. Margueron, P. Le Moigne, A. Mahe, and T. Bensalah, "Impact de la forme des spires de PCB sur les pertes HF des composants planar," presented at the SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE (SGE 201, Grenoble, France, 2016.
- [142] J. S. N. T. Magambo, R. Bakri, X. Margueron, P. L. Moigne, A. Mahe, and T. Bensalah, "Impact of PCB track shape on HF copper losses of planar magnetic components," in *2016 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2016, pp. 973–978.
- [143] "PCB Design Software | Innovation For PCB Design | PCB Tools." [Online]. Available: <http://www.altium.com/>. [Accessed: 15-Feb-2017].
- [144] "75A250A." [Online]. Available: <https://www.arworld.us/html/18200.asp?id=4>. [Accessed: 14-Oct-2017].
- [145] "Kapton® HN general-purpose polyimide film | DuPont USA." [Online]. Available: <http://www.dupont.com/products-and-services/membranes-films/polyimide-films/brands/kapton-polyimide-film/products/kapton-hn.html>. [Accessed: 14-Oct-2017].
- [146] K. J. Karimi, "Future Aircraft Power Systems- Integration Challenges," The Boeing Compagny, 2007.
- [147] M. Blanc, "Optimisation d'une structure de conversion DC/DC réversible pour application aéronautique de forte puissance," Thèse, Communauté Université de Grenoble Alpes, Grenoble, France, 2017.
- [148] M. Rosekeit, J. Burkard, M. Lelie, D. U. Sauer, and R. W. De Doncker, "Full-bridge dc-dc converter with planar transformer and center-tap rectifier for fuel cell powered uninterruptible power supply," in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014, pp. 1–10.
- [149] A. Pawellek, C. Oeder, and T. Duerbaum, "Comparison of resonant LLC and LCC converters for low-profile applications," in *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, pp. 1–10.
- [150] C. Zhao, S. D. Round, and J. W. Kolar, "An Isolated Three-Port Bidirectional DC-DC Converter With Decoupled Power Flow Management," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 5, pp. 2443–2453, Sep. 2008.
- [151] "Sirepe - Recherche et ingénierie en électronique de puissance."
- [152] J. L. Duarte, M. Hendrix, and M. G. Simoes, "Three-Port Bidirectional Converter for Hybrid Fuel Cell Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 480–487, Mar. 2007.
- [153] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Transformer-Coupled Multiport ZVS Bidirectional DC-DC Converter With Wide Input Range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 771–781, Mar. 2008.
- [154] S. Baek, S. Roy, S. Bhattacharya, and S. Kim, "Power flow analysis for 3-port 3-phase dual active bridge dc/dc converter and design validation using high frequency planar transformer," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2013, pp. 388–395.
- [155] G. Oggier, G. O. García, and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1228–1236, Apr. 2011.
- [156] F. Krismer, "Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies," Thesis, ETH ZURICH, Zurich, 2010.
- [157] J. Everts, F. Krismer, J. V. den Keybus, J. Driesen, and J. W. Kolar, "Optimal ZVS Modulation of Single-Phase Single-Stage Bidirectional DAB AC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 3954–3970, août 2014.
- [158] V. Muller, "Modélisation de la commande du DAB pour application aéronautique," Chatou, France, Stage Thales, Mar. 2016.
- [159] "Mixed-signal and digital signal processing ICs | Analog Devices." [Online]. Available: <http://www.analog.com/en/index.html>. [Accessed: 24-Jul-2017].

- [160] M. Blanc *et al.*, "Optimisation d'une structure de conversion DC-DC réversible pour application aéronautique," presented at the SYMPOSIUM DE GENIE ELECTRIQUE (SGE 201, Grenoble, France, 2016, pp. 1-9.
- [161] "Coilcraft - RF chip inductors, power inductors, and other magnetics." [Online]. Available: <http://www.coilcraft.com/>. [Accessed: 09-Jan-2017].
- [162] A. OLIVIER, "Etude de sensibilité préliminaire sur le transformateur planaire," Rapport interne TAES 17\_022\_DIN\_Rev\_-\_Etude de sensibilité BCRU PLANAR, Jan. 2017.
- [163] "Protecno."
- [164] "Serdi - Spécialiste en bobinage - Accueil." [Online]. Available: <http://www.serdi.fr/>. [Accessed: 18-Oct-2017].
- [165] "Cefem Industries." [Online]. Available: <http://www.cefem.fr/>. [Accessed: 18-Oct-2017].
- [166] J. Zhang, Z. Ouyang, M. Duffy, M. Andersen, and G. Hurley, "Leakage Inductance Calculation for Planar Transformers with a Magnetic Shunt," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2014.
- [167] W. Tan, X. Margueron, L. Taylor, and N. Idir, "Leakage Inductance Analytical Calculation for Planar Components With Leakage Layers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 6, pp. 4462-4473, Jun. 2016.
- [168] Stephane VIVIER, "Stratégies d'optimisation par la méthode des plans d'expériences et Application aux dispositifs électrotechniques modélisés par éléments finis," Thèse, Ecole Centrale de Lille, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, France, 2002.
- [169] "92ML™ Materials." [Online]. Available: <https://www.rogerscorp.com/acs/products/1098/92ML-Materials.aspx>. [Accessed: 05-Oct-2017].
- [170] T. He and B. Kuhlman, "Investigation of test methods for DO-160 qualification tests," in *2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2003, vol. 1, pp. 120-123 vol.1.
- [171] W. Tan, C. Cuellar, X. Margueron, and N. Idir, "A Common-Mode Choke Using Toroid-EQ Mixed Structure," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 1, pp. 31-35, Jan. 2013.
- [172] M. Pahlevani, D. Hamza, and P. Jain, "High frequency analysis of an integrated planar transformer with common mode EMI suppression capability," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2013, pp. 3700-3705.
- [173] M. Pahlevani, A. Bakhshai, and P. Jain, "A novel digital peak-current-mode self-sustained oscillating control (PCM-SSOC) technique for a Dual-Active Bridge DC/DC converter," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2015, pp. 3150-3156.
- [174] M. Pahlevaninezhad, D. Hamza, and P. K. Jain, "An Improved Layout Strategy for Common-Mode EMI Suppression Applicable to High-Frequency Planar Transformers in High-Power DC/DC Converters Used for Electric Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1211-1228, Mar. 2014.
- [175] M. A. Saket, N. Shafiei, M. Ordonez, M. Craciun, and C. Botting, "Low parasitics planar transformer for LLC resonant battery chargers," in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2016, pp. 854-858.
- [176] M. A. Saket, N. Shafiei, and M. Ordonez, "Planar transformer winding technique for reduced capacitance in LLC power converters," in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1-6.
- [177] A. Brockmeyer, "Experimental evaluation of the influence of DC-premagnetization on the properties of power electronic ferrites," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*, 1996, vol. 1, pp. 454-460 vol.1.
- [178] A. Brockmeyer and J. Paulus-Neues, "Frequency dependence of the ferrite-loss increase caused by premagnetization," in *Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference*, 1997, vol. 1, pp. 375-380 vol.1.
- [179] W. K. Mo, D. K. W. Cheng, and Y. S. Lee, "Simple approximations of the DC flux influence on the core loss power electronic ferrites and their use in design of magnetic components," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 6, pp. 788-799, décembre 1997.
- [180] "Home - STMicroelectronics." [Online]. Available: [http://www.st.com/content/st\\_com/en.html](http://www.st.com/content/st_com/en.html). [Accessed: 20-Feb-2017].
- [181] "TMS320F28335 | Delfino F2833x/F2837x | Real-time Control | Description & parametrics." [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/TMS320F28335>. [Accessed: 24-Nov-2016].
- [182] Thales, "Routing Class Guidelines," Rapport interne Thales 87208805-DDQ-GRP-EN, Nov. 2014.
- [183] Thales, "Etude des contraintes électriques liées à l'implantation d'une carte imprimée," RFT,PROD/CIN\_DC133/GDE/1009F-/01, May 2001.
- [184] "Copper-Clad Laminates & Prepreg Materials for PCBs | Isola," *Isola Group*. [Online]. Available: <http://www.isola-group.com/>. [Accessed: 02-Oct-2017].
- [185] "PCB Design and Analysis." [Online]. Available: [https://www.cadence.com/content/cadence-www/global/en\\_US/home/tools/pcb-design-and-analysis.html](https://www.cadence.com/content/cadence-www/global/en_US/home/tools/pcb-design-and-analysis.html). [Accessed: 02-Oct-2017].

## *Annexes*

## ANNEXE I : CALCUL ANALYTIQUE DE L'INDUCTION MAGNETIQUE CRETE

Pour déterminer les pertes magnétiques à une fréquence de fonctionnement donnée, il faut connaître l'induction crête  $\hat{B}$ . Cette induction dépend du noyau magnétique utilisé. Lors du dimensionnement du composant :

- Soit on n'a aucune idée sur les dimensions du noyau à utiliser et on se sert du produit des aires [33] :

$$A_p = \left[ \sqrt{k_r(1+\gamma)} \times \frac{L_m \times \hat{I}_{mag} \times I_{eff\_pri}}{\hat{B} \times K_t \times k_{rp} \times \sqrt{\Delta T}} \right]^{\frac{8}{7}} \quad \text{Eq. A. 0-1}$$

Dans ce cas il faut connaître ou faire des hypothèses sur les paramètres suivants :

$I_{eff\_pri}$  est le courant efficace dans l'enroulement primaire

$k_r$  est le facteur de remplissage de tous les conducteurs dans la fenêtre de bobinage

$K$  est un facteur d'estimation de pertes ( $P_{ertes} = (1 + \kappa) \times P_{cu}$  avec  $\kappa = 1$  optimal [33])

$L_m$  est l'inductance de magnétisation

$\hat{I}_{mag}$  est le courant magnétisant crête

$I_{eff\_pri}$  est le courant efficace au primaire

$K_t$  est un facteur de dimensionnement

$k_{rp}$  est le facteur de remplissage des conducteurs primaires

$\Delta T$  est l'échauffement

$\hat{B}$  est l'induction crête

Connaissant le produit des aires  $A_p = A_w \times A_c$ , une taille de noyau magnétique peut être choisi et notamment sa section  $A_c$  (Cf. Chap. I). Pour vérifier que l'induction crête obtenu respecte bien l'hypothèse de  $\hat{B}$  formulée, on calcule cette induction avec les dimensions du noyau choisi. Pour ce faire, l'expression du flux magnétique totale dans l'inductance principale  $L_m$  peut être utilisée :

$$\Phi = L_m \times \hat{I}_{mag} = N \times \hat{B} \times A_c \quad \text{Eq. A. 0-2}$$

$$L_m = \mu_0 \mu_r \frac{N^2 \times A_c}{L_c} \quad \text{Eq. A. 0-3}$$

Où  $N$  est le nombre de spires,  $A_c$  et  $L_c$  sont respectivement la section effective et la longueur effective de contour du noyau magnétique. Il s'en déduit :

$$\hat{B} = \mu_0 \mu_r \frac{N \times \hat{I}_{mag}}{L_c} \quad \text{Eq. A. 0-4}$$

Les expressions de l'inductance magnétisante et de l'induction crête sont simplifiées car en réalité, la perméabilité relative du matériau magnétique varie en fonction de la température et de la fréquence  $\mu_r(F_s, T^\circ)$ .

L'induction crête est directement proportionnelle au courant magnétisant crête. Etant donné que les pertes magnétiques sont proportionnelles à cette induction, pour les réduire il est donc nécessaire de minimiser la valeur du courant magnétisant.

Par ailleurs, dans certaines structures de convertisseurs de puissance, il peut arriver qu'il y ait une composante continue dans ce courant. Cela a pour effet d'augmenter la valeur de cette induction crête, et donc les pertes magnétiques [177] [178] [179] [106], voir jusqu'à atteindre la saturation du noyau magnétique qui est une zone critique de fonctionnement.

- Soit on a déjà une idée sur le noyau et on estime directement l'induction crête à l'aide de la loi de Lenz-Faraday :

$$V_{\max} = \frac{d\Phi}{dt} = N \times A_c \frac{d\hat{B}}{dt} \quad \text{Eq. A. 0-5}$$

En régime harmonique :

$$\begin{aligned} \underline{V}_{\max} &= j\omega_s \times N \times \hat{B} \times A_c \\ V_{\max} &= 2\pi F_s \times N \times \hat{B} \times A_c \end{aligned} \quad \text{Eq. A. 0-6}$$

En se ramenant à la valeur efficace de la tension, on retrouve la formule de Boucherot, d'où :

$$\hat{B} = \frac{V}{N \times F_{sw} \times A_c \times K_f} \quad \text{Eq. A. 0-7}$$

Avec  $K_f = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \approx 4.44$  pour une alimentation sinusoïdale, et  $K_f = 4$  pour un signal de type carré.

Dans l'étude de convertisseurs classiques tels que les hacheurs ou l'alimentation Flyback, cette expression peut se retrouver sous la forme :

$$\hat{B} = \frac{D \times V}{2 \times N \times F_{sw} \times A_c} \quad \text{Eq. A. 0-8}$$

Où  $D$  représente le rapport cyclique de la commande des interrupteurs de puissance.

## ANNEXE II : RESOLUTION DE L'EQUATION DE LA CHALEUR EN 1D STATIONNAIRE SANS SOURCE INTERNE

L'équation de la chaleur (Eq. 2.60) est valable si on suppose que la conductivité thermique  $\lambda$  est indépendante de la température et que le transfert thermique est unidimensionnel. Cette équation peut alors se réécrire sous la forme :

$$\rho \cdot C_p \frac{\partial T(x,t)}{\partial t} = \lambda \cdot \Delta T(x,t) + Q \quad \text{Eq. A. 0-9}$$

En supposant qu'il n'y a pas de source de chaleur interne :  $Q=0$ , l'équation de la chaleur peut alors se réécrire sous la forme :

$$\rho \cdot C_p \frac{\partial T(x,t)}{\partial t} = \lambda \cdot \Delta T(x,t) \quad \text{Eq. A. 0-10}$$

En régime permanent ou stationnaire, lorsque la température ne varie plus dans le temps, alors :  $\lambda \cdot \Delta T(x) = 0$  or  $\lambda \neq 0$ , ce qui conduit à l'équation de Laplace :

$$\Delta T(x) = 0 \quad \text{Eq. A. 0-11}$$

Cette équation peut se réécrire :

$$\Delta T(x) = \frac{d^2 T}{dx^2} + \frac{d^2 T}{dy^2} + \frac{d^2 T}{dz^2} = 0 \quad \text{Eq. A. 0-12}$$

Ayant fait l'hypothèse d'une température unidimensionnelle suivant  $x$ , il en résulte :

$$\frac{d^2 T}{dx^2} = 0$$

soit  $\frac{dT}{dx} = cte \Rightarrow T(x) = Ax + B$  Eq. A. 0-13

avec  $A$  et  $B$  des coefficients réels déterminés par les conditions aux limites :

$$T(x=0) = T_0 = B$$

$$T(x=L) = T_L = A \times L + T_0 \Rightarrow A = \frac{T_L - T_0}{L} \quad \text{Eq. A. 0-14}$$

Soit :  $T(x) = \frac{T_L - T_0}{L} x + T_0$

Cette expression qui est une distribution linéaire de la température est indépendante de la conductivité thermique et donc de la nature du matériau.

Le flux de chaleur traversant la surface  $S$  peut s'écrire :

$$\Phi = \frac{dQ}{dt} \quad \text{Eq. A. 0-15}$$

Et la densité de flux se déduit donc par :

$$\varphi = \frac{\Phi}{S} \quad \text{Eq. A. 0-16}$$

A partir de la loi de Fourier :

$$\varphi = -\lambda \cdot \overrightarrow{\text{grad}T} \cdot \vec{n} = -\lambda \frac{dT}{dx} \quad \text{Eq. A. 0-17}$$

On en déduit l'expression de la densité de flux de chaleur à travers le solide considéré :

$$\varphi = \lambda \frac{T_0 - T_L}{L} \quad \text{Eq. A. 0-18}$$

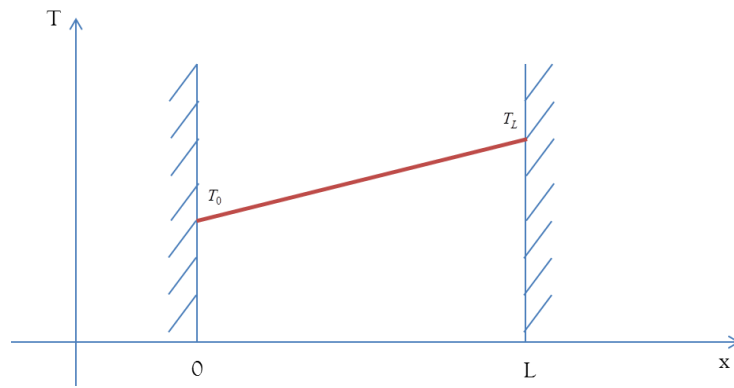


Figure A. 1 : Evolution linéaire de la température dans un solide sans source de chaleur interne et en stationnaire

## ANNEXE III : CALCUL DES ELEMENTS DE L'IMPEDANCE MAGNETISANTE

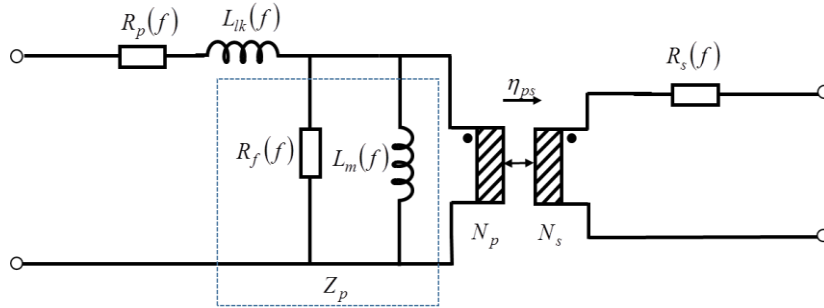


Figure A. 2 : Impédance magnétisante du transformateur

L'inductance de magnétisation se détermine comme suit :

$$Z_p = a + jb$$

$$a = |Z_p| \times \cos(\theta) \quad \text{Eq. A. 0-19}$$

$$b = |Z_p| \times \sin(\theta)$$

On rappelle que :

$$Z_p = Z_{p0} - r_p \quad \text{Eq. A. 0-20}$$

$$Z_p = \frac{jL_m w \times R_f}{jL_m w + R_f} = \frac{\left(\frac{L_m w}{R_f}\right)^2}{1 + \left(\frac{L_m w}{R_f}\right)^2} + j \frac{L_m w}{1 + \left(\frac{L_m w}{R_f}\right)^2} \quad \text{Eq. A. 0-21}$$

Par identification, on a :

$$b = \frac{L_m w}{1 + \left(\frac{L_m w}{R_f}\right)^2}$$

$$1 + \left(\frac{L_m w}{R_f}\right)^2 = \frac{L_m w}{b}$$

$$a = \frac{\left(\frac{L_m w}{R_f}\right)^2}{1 + \left(\frac{L_m w}{R_f}\right)^2} = \frac{b * L_m w}{R_f} \quad \text{Eq. A. 0-22}$$

$$\frac{L_m w}{R_f} = \frac{a}{b} = \frac{1}{\tan(\theta)}$$

En reprenant l'expression de b, on trouve donc :

$$1 + \frac{1}{\tan^2(\theta)} = \frac{L_m w}{b}$$

$$L_m = \frac{|Z_p| \times \sin(\theta)}{w} \times \left(1 + \frac{1}{\tan^2(\theta)}\right) \quad \text{Eq. A. 0-23}$$

$$R_f = L_m w \times \tan(\theta)$$



## ANNEXE IV : PRESENTATION DE L'ONDULEUR 2KVA

Pour tester en puissance le prototype de transformateur en feuillard 2kVA, nous devons utiliser une alimentation HF à découpage.

Ainsi, nous avons réalisé un onduleur 2 niveaux à partir de MOSFETs Silicium STP36N55M5 (canal N, 600V, boîtier TO-220) de chez STMicroelectronics [180] (Figure A. 3).

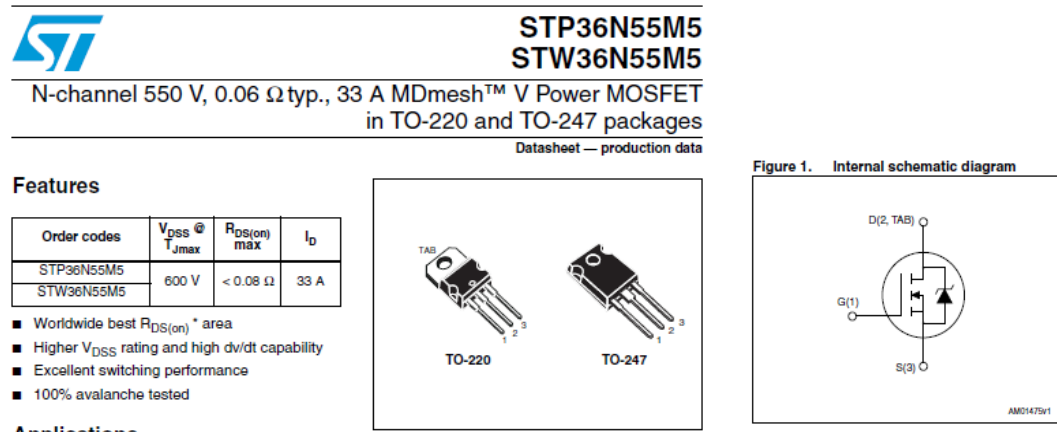


Figure A. 3 : MOSFETs utilisés pour réaliser les bras de l'onduleur

En entrée de l'onduleur, nous disposons d'une alimentation continue (600V<sub>DC</sub>, 17A), les interrupteurs de puissance choisis ont une tenue en tension de 600V, peuvent commuter un courant efficace maximal de 33A et ont une résistance à l'état passant ( $R_{DS,ON}$ ) d'environ 80 m $\Omega$  à 25°C. Pour des raisons de sécurité, l'onduleur est alimenté avec une tension en-dessous de 600V, de sorte à éviter qu'avec les pics de tensions dus à la commutation, les MOSFETs ne soient pas endommagés. Comme les prototypes des transformateurs alimentés par l'onduleur sont abaisseurs de tension, le courant efficace dans l'enroulement primaire ne dépasse pas une dizaine d'ampères efficaces (soit une centaine d'ampères dans l'enroulement secondaire). Chaque bras d'interrupteurs, constitué de deux MOSFETs en série, est commandé par un driver isolé ADUM3223 en boucle ouverte. Les bras sont commandés avec une commande complémentaire, implémentée dans une carte DSP (Digital Signal Processing ou processeur de signal numérique).

Avec des dynamiques de tension dv/dt importantes (quelques centaines de volts en une dizaine de nanosecondes), un temps mort ou retard (delay) de 200ns est appliqué à la montée de chaque front de tension sachant que les fréquences de commutation imposées sont de quelques dizaines de kilohertz. Avec un rapport cyclique de 50%, la Figure A. 4 représente la commande complémentaire réalisée pour les bras d'onduleur avec le temps mort imposé entre deux ordres de commutation.

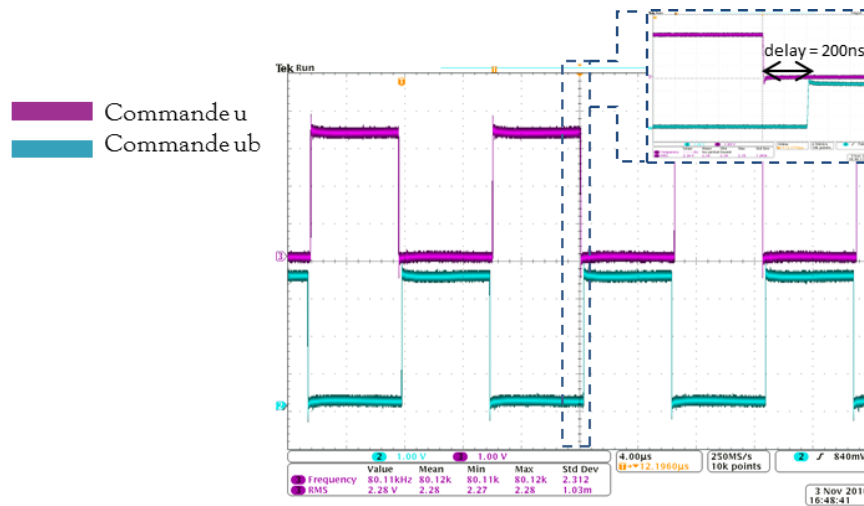


Figure A. 4 : Commande alternée avec temps mort entre deux bras

La conception de l'onduleur se fait en CAO avec l'outil [143], puis après impression sur carte PCB, les composants électroniques sont soudés sur celle-ci, avec certains qui sont traversant (drivers, condensateurs du bus DC et résistances de grille...) tandis que d'autres composants sont montés en surface (CMS ou SMD pour « surface mounted device »). Un rendu 3D de la CAO est représenté en Figure A. 6, le schéma électrique correspondant est en Figure A. 5.

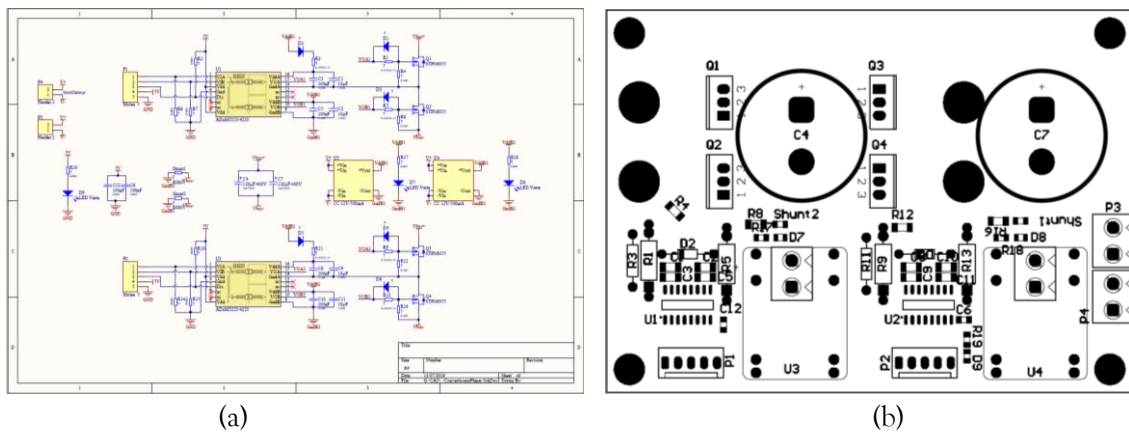
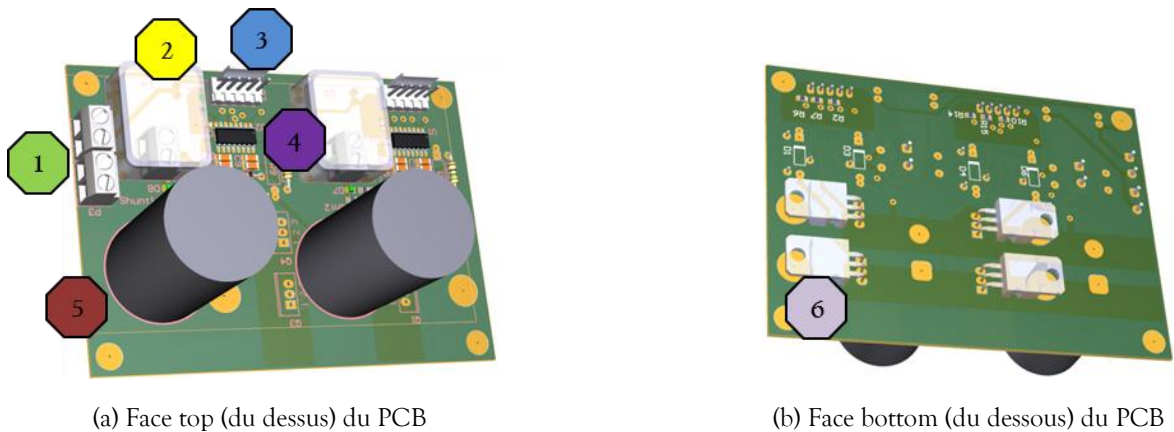


Figure A. 5 : CAO de la carte de puissance : (a) Circuit électrique (b) Placement des composants pour routage

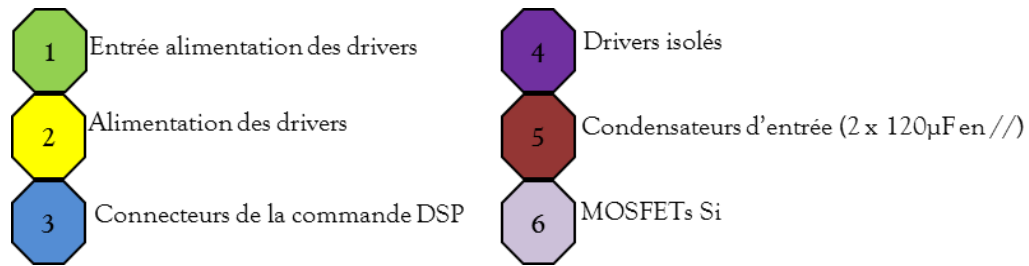


(a) Face top (du dessus) du PCB

(b) Face bottom (du dessous) du PCB

Figure A. 6 : Image CAO 3D de la carte d'onduleur

Ci-dessous la description des principaux éléments présents sur la carte :



La commande est implémentée sur un DSP [181] via l'interface Code Composer de Texas Instruments. Après validation de la commande sur la carte, on utilise l'alimentation continue (DC) 600V/17A pour tester l'onduleur, d'abord à vide puis sur une charge résistive de 0.2 $\Omega$  jusque 2kVA (400V<sub>eff</sub>, 5A) sans échauffement des MOSFETs qui sont fixés sur un dissipateur thermique visible en Figure 2.57. Ce point de fonctionnement à 2kVA est la puissance maximale de l'onduleur pour éviter d'aller au-delà des limites de fonctionnement des MOSFETs et des condensateurs du bus DC.

L'onduleur est alors utilisé pour fournir un signal alternatif HF aux différents prototypes conçus en laboratoire (FabLab) suivant le schéma de la Figure 2.36.

## ANNEXE V : CAO DES PCB

### 1. Configurations des PCB

En tenant compte de la commande du convertisseur, 3 rapports de transformation (1/16, 1/17 et 1/18) avaient été retenus pour plusieurs configurations de transformateurs (étudiées dans le Chapitre 3) sur 3 panneaux de PCB. L'impact de ce rapport de transformation sur les performances du transformateur est présenté en Annexe VI (Figure A. 16). Etant donné le retour de notre partenaire (Protecno) sur la commande de 3 panoplies de PCB multicouche (1 pour chaque rapport de transformation), des ajustements ont été effectués pour respecter la contrainte de coût. Les prototypes ont été définis pour des noyaux E64 à spires rectangulaires et pour des noyaux ER64 à spires circulaires. Pour optimiser les coûts, on souhaitait réaliser les deux formats de noyaux sur un seul et même panneau (Figure A. 7).

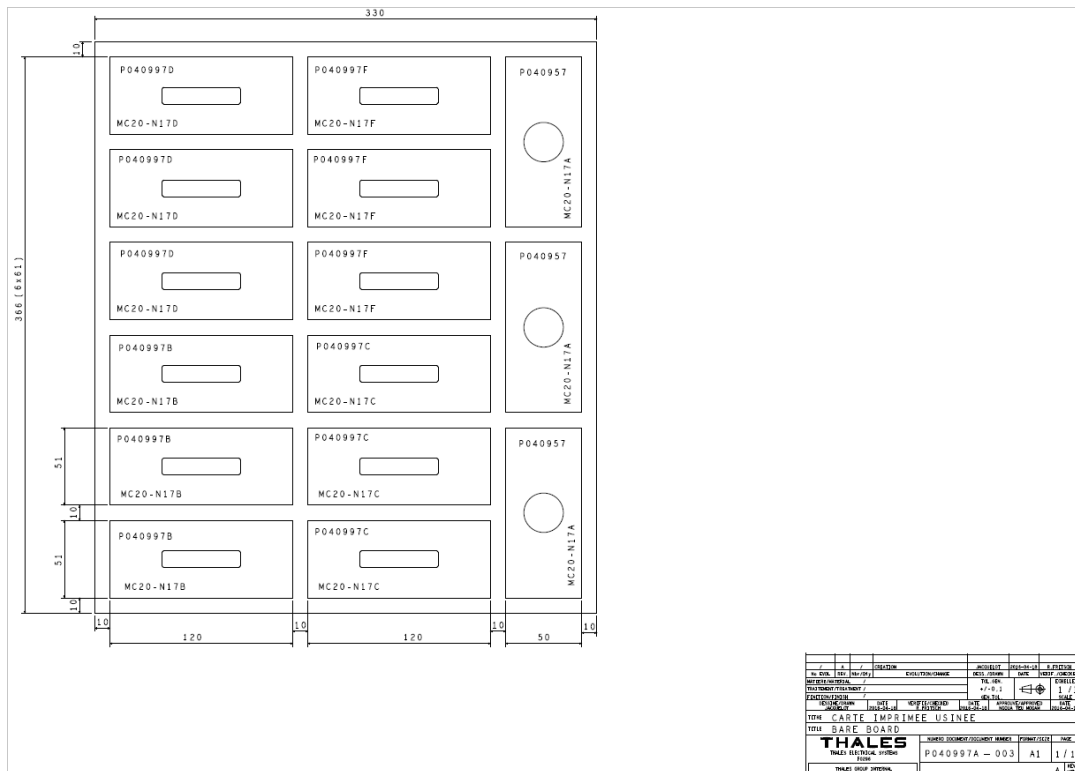


Figure A. 7 : Mise en panneau des prototypes de planar PCB

Comme les contraintes de fabrication imposaient d'avoir 1 panneau pour chaque format. Comme le noyau ER64 a une masse plus importante et que sa géométrie était plus complexe pour trois enroulements en PCB multicouche, il a été décidé pour des premières versions de prototypes, de ne commander qu'une panoplie de PCB multicouches en E64 selon les spécifications suivantes :

- 20 couches (18 internes et 2 externes top et bottom)
- 4 configurations de spires
- Tous les transformateurs ont un rapport 1/17
- Les 4 configurations sont notées MC20\_N17B, MC20\_N17C, MC20\_N17D et MC20\_N17F
- Les 4 configurations correspondent à 10 unités de circuits imprimés (CI) réparties comme suit :
  - 3 exemplaires de MC20\_N17B, MC18\_N17C et MC18\_N17D soient 9 unités de CI

- 1 exemplaire de MC18\_N17F soit 1 unité de CI
- Les CI MC20\_N17B, MC20\_N17C, MC20\_N17D et MC20\_N17F seront de 120mm\*52.6mm
- L'épaisseur de PCB défini est de 7.98mm±10% (Figure A. 8).

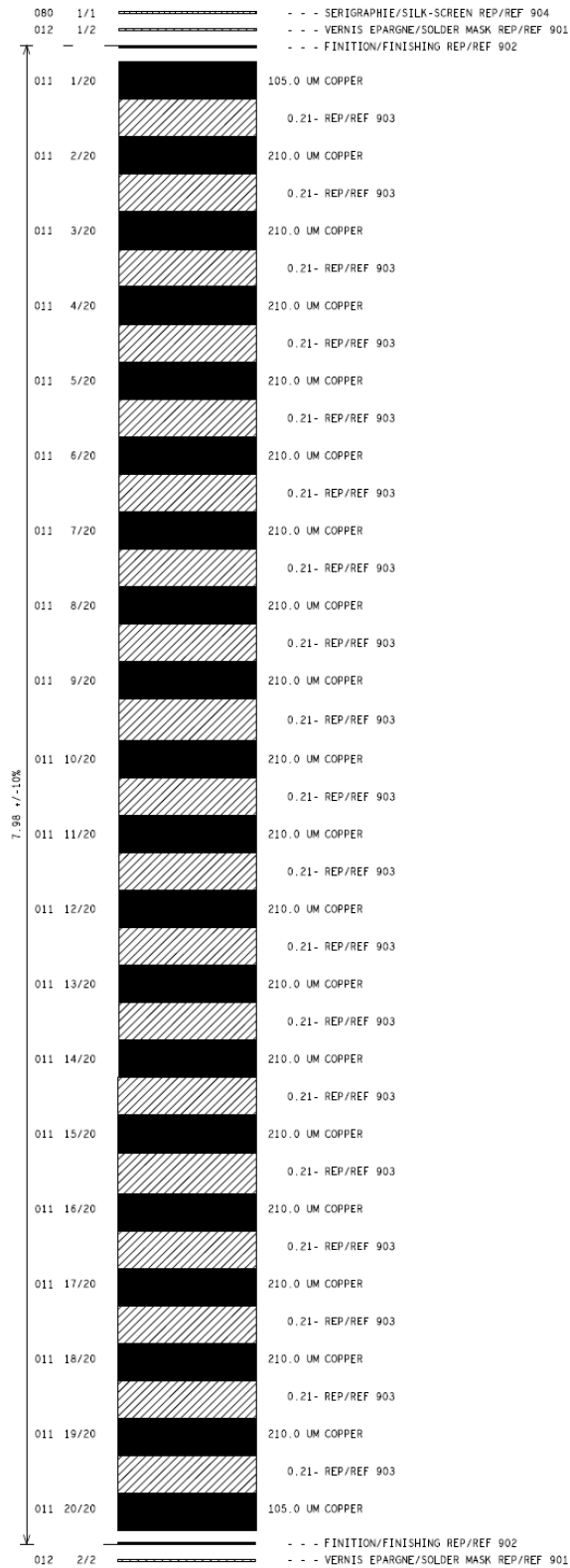


Figure A. 8 : Cross section du PCB

Les différentes formes combinaisons formes de spires étant fixées, on peut procéder à leur routage et au choix des différents vias et isolations.

## 2. Placement routage

La phase de routage nécessite d'effectuer des choix sur la géométrie, cette partie justifie le choix :

- des diamètres des vias
- des isolations (entre pistes et avec le noyau)
- des dimensions des cartes et de la connectique.

### 2.1. Diamètre des vias

L'objectif ici est de réduire au mieux le nombre total de vias pour chaque configuration malgré les courants importants côté LVDC.

Un ratio maximum de perçage de vias est à respecter :

$$\frac{\text{Epaisseur PCB}}{\text{Diamètre via percé (non métallisé)}} = 8 \quad \text{Eq. A. 0-24}$$

Ce ratio est défini par les règles de « Routing Class Thales » [182].

Avec la tolérance, on considère que les PCB ont un diamètre nominal de 8.5mm. Pour respecter le ratio de perçage, il faut donc un diamètre fini de via minimum de :

$$\frac{8.5mm}{8} = 1.06mm \quad \text{Eq. A. 0-25}$$

Selon les contraintes électriques définies pour l'implantation d'une carte imprimée [183], ce diamètre permet de passer entre 3 et 3.5A.

Or, le transformateur a une puissance nominale de  $P_n = 3.75kW$  pour une tension nominale HVDC de 540V, cela correspond à un courant primaire efficace de  $7A_{eff}$ . Par ailleurs, le transformateur doit également pouvoir supporter une surcharge de  $1.5 * P_n = 5.625kW$  pendant 10 secondes. Cette surcharge correspond à un courant d'environ  $10A_{eff}$ . Le courant maximal primaire est donc choisi égal à 11A. Pour passer un courant entre 7 et  $11A_{eff}$ , on ne choisit pas d'emblée un via de 3mm. Etant donné que le diamètre fini minimum est de 1.06mm, on choisit d'utiliser 2 vias de 1.2mm fini qui permettent donc de passer  $3.8A_{eff} * 2 = 7.6A_{eff}$ .

En partant d'une métallisation de  $25\mu m$ , avec le même diamètre de trou, en augmentant cette épaisseur de métallisation, on augmente aussi la section de cuivre et donc la valeur de courant admissible.

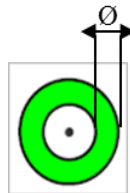


Figure 11 : Epaisseur de métallisation d'un via

Selon le Tableau A. 1, en prenant une épaisseur de  $40\mu m$  pour le même diamètre de trou, la valeur de courant passe à environ  $6A_{eff}/via$ .

Diamètre trou percé (mm)	Épaisseur Cu (mm)	Diamètre trou fini (mm)	Section Cu (mm <sup>2</sup> )	Annular ring (mm)	Diamètre pastille (mm)	Intensité (A)
1,25	0,025	1,2	0,0962	0,6	2,45	3,8
1,25	0,04	1,17	0,1521	0,6	2,45	6
1,96	0,025	1,91	0,1520	0,6	3,16	6

Tableau A. 1 : Augmentation de l'épaisseur de métallisation d'un via

On retient donc ce choix de 2 vias de 1.2mm fini avec une métallisation de 40 $\mu$ m par connexion primaire (5 connexions). Avec des largeurs de pistes primaires de 2.5mm et 4mm, l'échauffement des vias provoqué par le passage du courant (seul), ne devrait pas excéder les 40°C.

Au secondaire, étant donné le rapport de transformation 1/17, la valeur du courant efficace est de 120A. Même en prenant le plus grand diamètre de trou (3mm) [183], il faut envisager une autre solution pour un tel courant. Aussi, l'alternative choisie est d'utiliser des vias bouchés.

On choisit donc d'abord 2 vias de 2.5 mm de diamètre fini. Avec une métallisation de 25 $\mu$ m, cela permet de passer 7.9A/via, pour le même courant (même section) avec une métallisation de 40 $\mu$ m, le diamètre fini est réduit à 1.6mm.

Ces vias seront donc remplis par des conducteurs cylindriques et brasés avec de l'étain-plomb (SnPb). Certes le SnPb est moins bon conducteur que le cuivre, c'est pourquoi comme pire cas on considère que le via n'est rempli que de SnPb, ce qui ne sera bien sûr pas le cas. Sa résistivité électrique est comprise entre 100 et 200  $\mu\Omega$ .mm à 23°C. En supposant que les vias remplissent toute l'épaisseur de PCB (8.5mm), cela conduit à une résistance BF maximale par via de 0.84m $\Omega$  soit donc une chute de tension de 50mV et 3W de pertes max. par via secondaire. Ce calcul étant réalisé pour le pire cas où les vias ne seraient bouchés que de SnPb, les pertes envisagées dans les vias devraient être plus faibles. On retient donc ce choix de 2 vias bouchés avec une métallisation de 40 $\mu$ m par connexion secondaire (2 connexions/secondaire).

## 2.2. Distances d'isolation

La règle d'usage pour un transformateur en PCB est de laisser un minimum de 1mm de distance entre la carte et le bord du noyau magnétique. Cela permet d'assurer une isolation supplémentaire dans l'air.

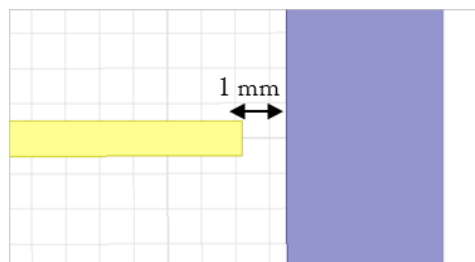


Figure A. 9 : Ecart ferrite/carte

En ce qui concerne l'isolation entre les couches, en pratique un stratifié FR-4 d'épaisseur 100 $\mu$ m tient 1000 Volts en continu et ce, pour une durée illimitée.

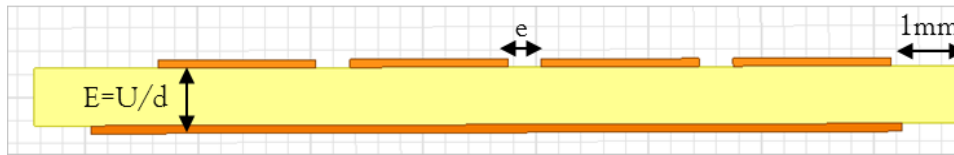


Figure A. 10 : Isolation et pouvoir diélectrique

Entre deux couches de conducteurs, le diélectrique a une épaisseur minimale de 0.2mm. Cette épaisseur varie car le remplissage de cuivre sur chaque couche est différent. Pour le stratifié FR-4, la matière du prepreg choisi est le 370 HR (Figure A. 11) déjà qualifié par Thales. D’après le fabricant Isola [184], ce prepreg a une rigidité diélectrique spécifiée E de 30kV/mm minimum et une valeur typique 54kV/mm.

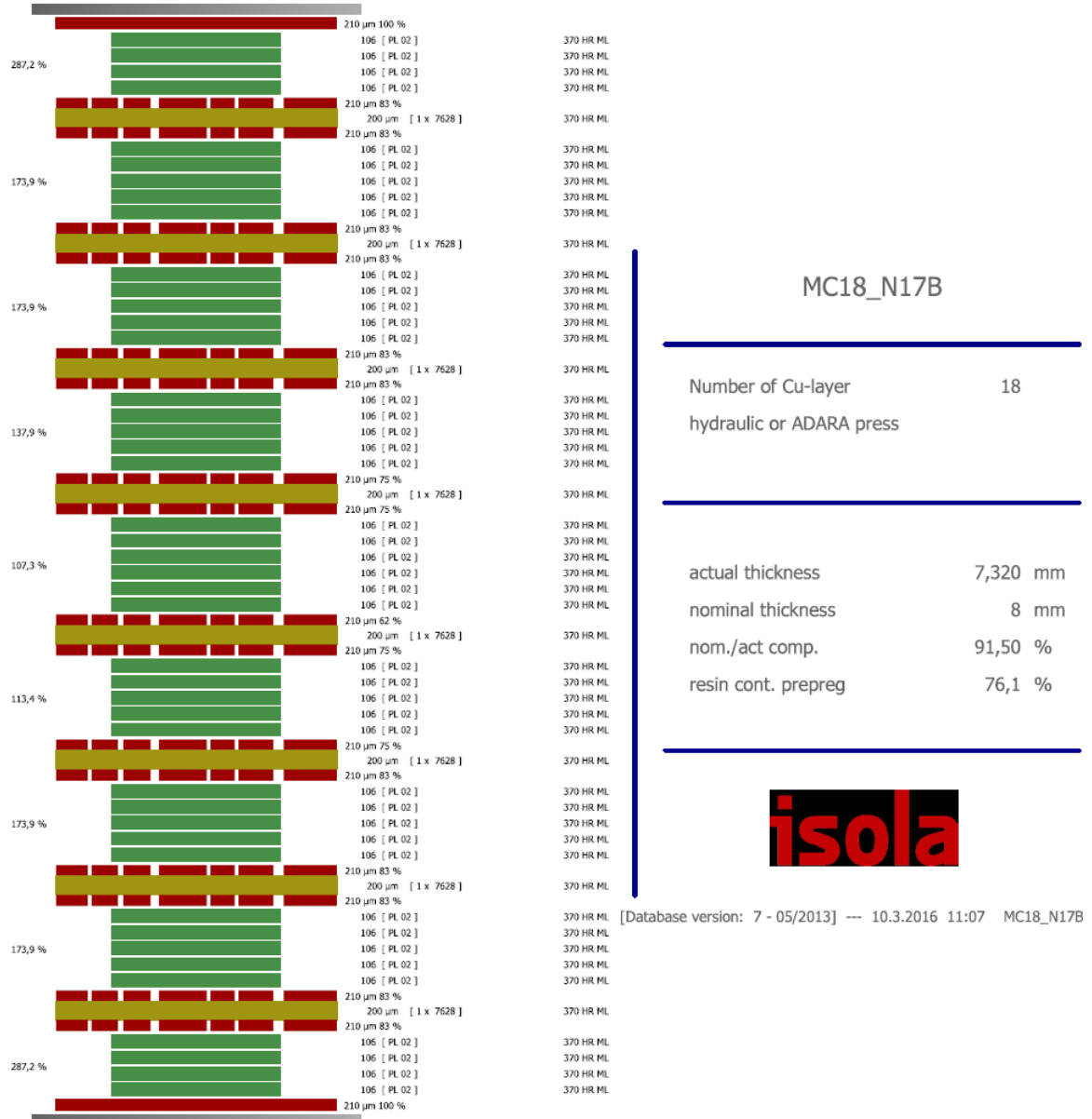


Figure A. 11 : Description des couches avec matériau 370HR du fabricant Isola

La valeur de l'isolation entre les spires d'une même couche e a été choisie au primaire à 0.5mm pour, d'une part éviter un risque de court-circuit entre les pistes adjacentes lors de la fabrication (durant



la gravure notamment). D'autre part, cette valeur d'isolation assure un pouvoir diélectrique de 2kV/mm max (ligne de fuite en couche interne).

### 2.3. Dimensions des cartes et connectiques

La largeur des cartes est imposée par le noyau magnétique soit  $53\text{mm} \pm 1\text{mm}$  de largeur interne. En tenant compte des isolations de 1mm sur chaque bord, la carte doit faire entre 50 et 51mm de large.

La longueur, elle dépend essentiellement du routage, initialement estimée à 100mm, elle est finalement de 120mm avec le noyau en E64.

Il reste à définir la connectique de chaque enroulement. Deux possibilités ont été envisagées :

- utiliser des barres de cuivre en plot
- ou laisser des trous (vias) et y venir souder/braser les conducteurs cylindriques avec les sections adéquates

Comme la connectique ne se fait pas lors de la fabrication des PCB, nous définissons donc que des trous oblongs pour nous laisser le choix de la connectique à rajouter.

### 3. Résumé des contraintes et difficultés liées à la CAO des prototypes en PCB

L'étude théorique des transformateurs planar permet une certaine largesse dont il faut s'affranchir dès lors que l'on souhaite passer au prototypage et à la fabrication. En effet, pour des raisons de faisabilité, il n'est pas aisé de définir librement tous les paramètres géométriques.

Pour commencer, les épaisseurs des conducteurs ne peuvent être définies différemment au primaire et au secondaire. Etant donné que la valeur efficace du courant primaire est faible devant celle du secondaire, on aurait pu choisir une épaisseur plus faible (par exemple,  $105\mu\text{m}$ ) et ainsi doubler la densité de courant au primaire. Or, les matériaux utilisés dans la fabrication des PCB (core) imposent d'avoir une symétrie de part et d'autre du matériau en couche interne, cela impose donc d'avoir une épaisseur identique de  $210\mu\text{m}$  au primaire et au secondaire. Les couches externes (Top et Bottom) ayant des épaisseurs de  $105\mu\text{m}$  avec un dépôt de cuivre supplémentaire de  $50\mu\text{m}$ , peuvent quant à elles, être définies sans contrainte.

Ensuite, en ce qui concerne les dimensions des vias, on a dû recourir à des astuces pour augmenter le courant admissible dans chaque via. Cela est surtout valable pour les secondaires où des courants d'une centaine d'ampère efficace peuvent circuler. Dans ce cas précis, nous n'avons eu d'autres alternatives que d'envisager des vias bouchés.

Puis, il y a eu le dessin des pistes de PCB multicouche, CAO proprement parlé, réalisé avec l'outil Allegro/Cadence [185]. Cet outil a été accessible depuis l'ATDM (Atelier Thales de Développement Matériel). S'il est assez classique pour des pistes rectilignes, cela reste moins évident pour des pistes circulaires lorsque l'on n'y est pas familier. Il faut user d'astuces pour le placement de vias et des connectiques, surtout lorsque le transformateur contient 3 enroulements ou plus.

Enfin, pour effectuer une étude éléments finis (3D) des transformateurs, il est aisé de d'utiliser directement le dessin de CAO (Figure A. 12). Autrement, une représentation fidèle du transformateur est difficilement réalisable. Avant l'étape de CAO, seules les modélisations analytiques et FEM 2D du transformateur sont donc possibles.

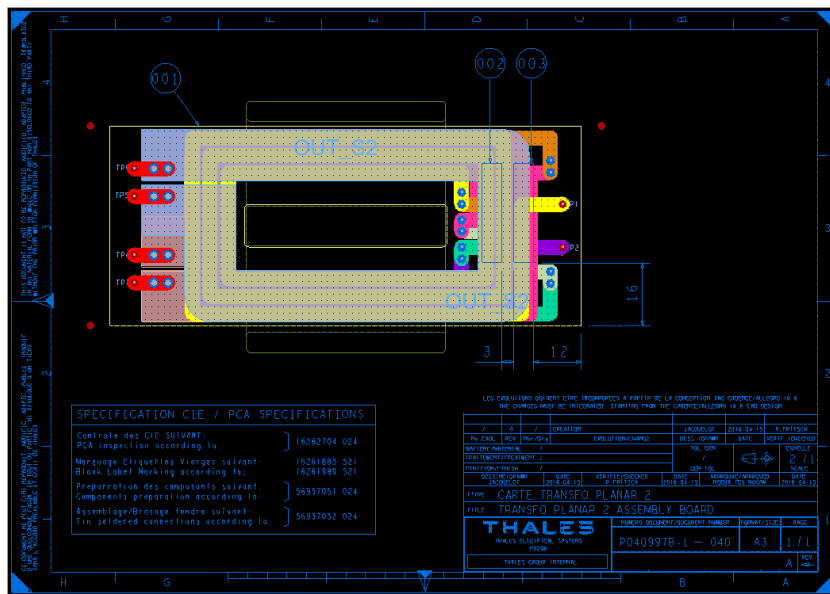


Figure A. 12 : CAO du PCB MC20\_N17B (ou Pc\_Sc)

## ANNEXE VI : MODELISATION ANALYTIQUE DES PERTES ET RENDEMENT DU TRANSFORMATEUR PLANAR

En utilisant une modélisation au fondamental (100kHz, 3.75kW), le calcul des pertes dans les différentes couches du transformateur montre que celles-ci sont relativement bien distribuées (Figure A. 13).

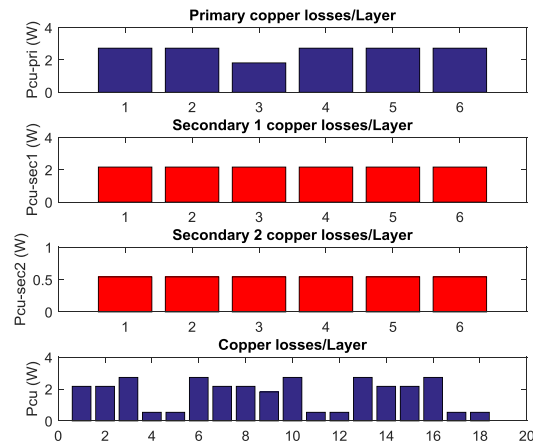


Figure A. 13 : Distribution des pertes cuivre dans les différentes couches conductrices, en régime permanent, au nominal et pour un courant sinusoïdal

Pour différentes tensions du pont HVDC, les performances du transformateur peuvent être simulées pour différentes fréquences de découpage (Figure A. 14). Les résultats de ces simulations permettent de déterminer un intervalle de de fréquence de fonctionnement optimum du transformateur.

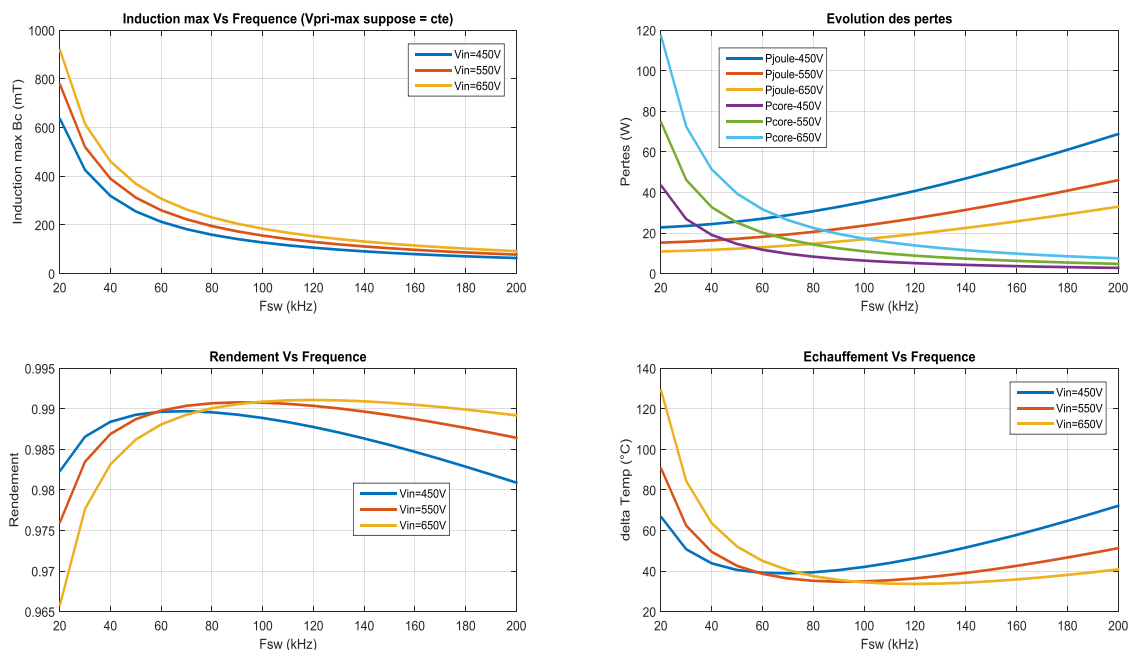


Figure A. 14 : Simulations analytiques en fonction de la fréquence de découpage et de la tension HVDC

HVDC

Il est également intéressant d'estimer les performances du transformateur pour plusieurs points de fonctionnement (de 500W à 5.5kW) et en fonction de la fréquence de découpage. Avec une tension HVDC fixe de 540V, les pertes dans le noyau magnétiques n'évoluent qu'avec la fréquence de découpage. Quant aux pertes cuivre, elles augmentent naturellement avec la puissance (le courant) et la fréquence de découpage.

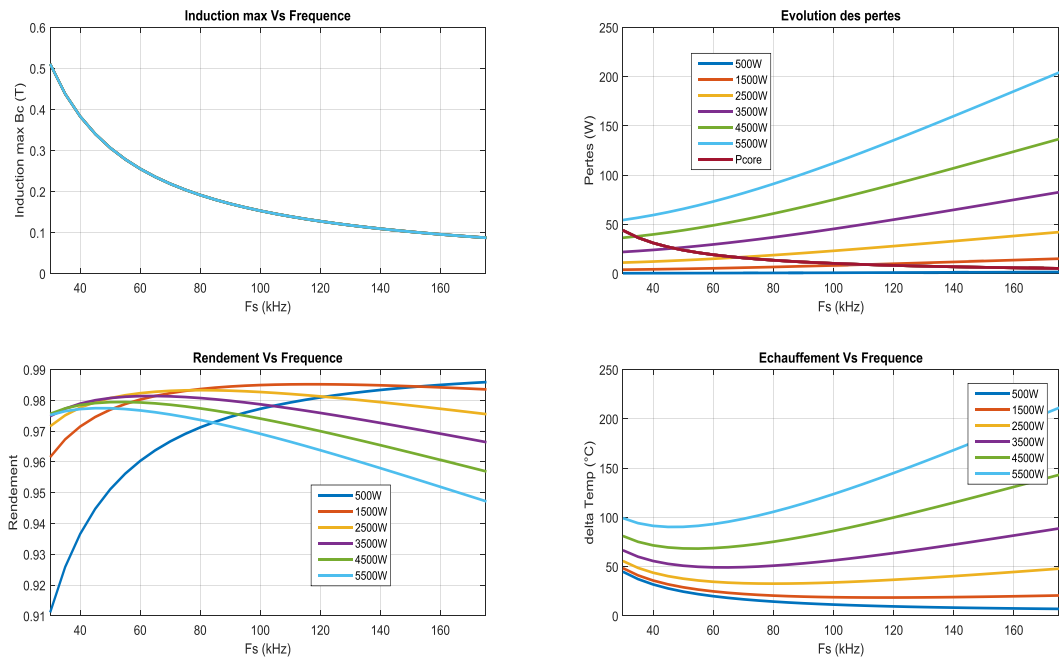
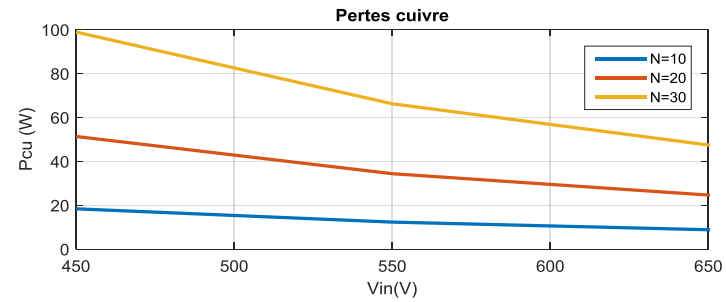
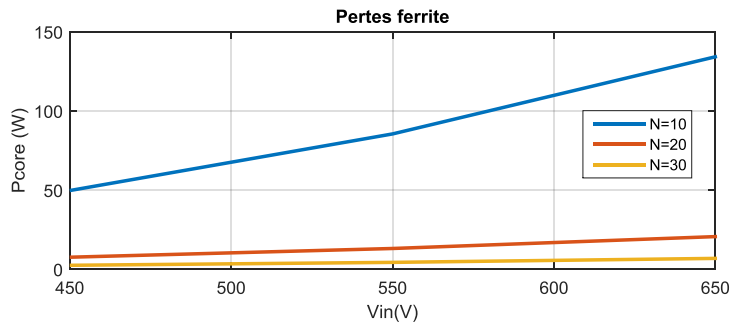


Figure A. 15 : Simulations analytiques en fonction de la fréquence de découpage et de la puissance

Enfin, pour avoir une idée du rapport de transformation optimal avec le cahier des charges du TAB spécifié, les performances du transformateur à développer sont estimées en fonction de la tension de bus HVDC et pour 3 rapports de transformation (Figure A. 16).



(a)



(b)

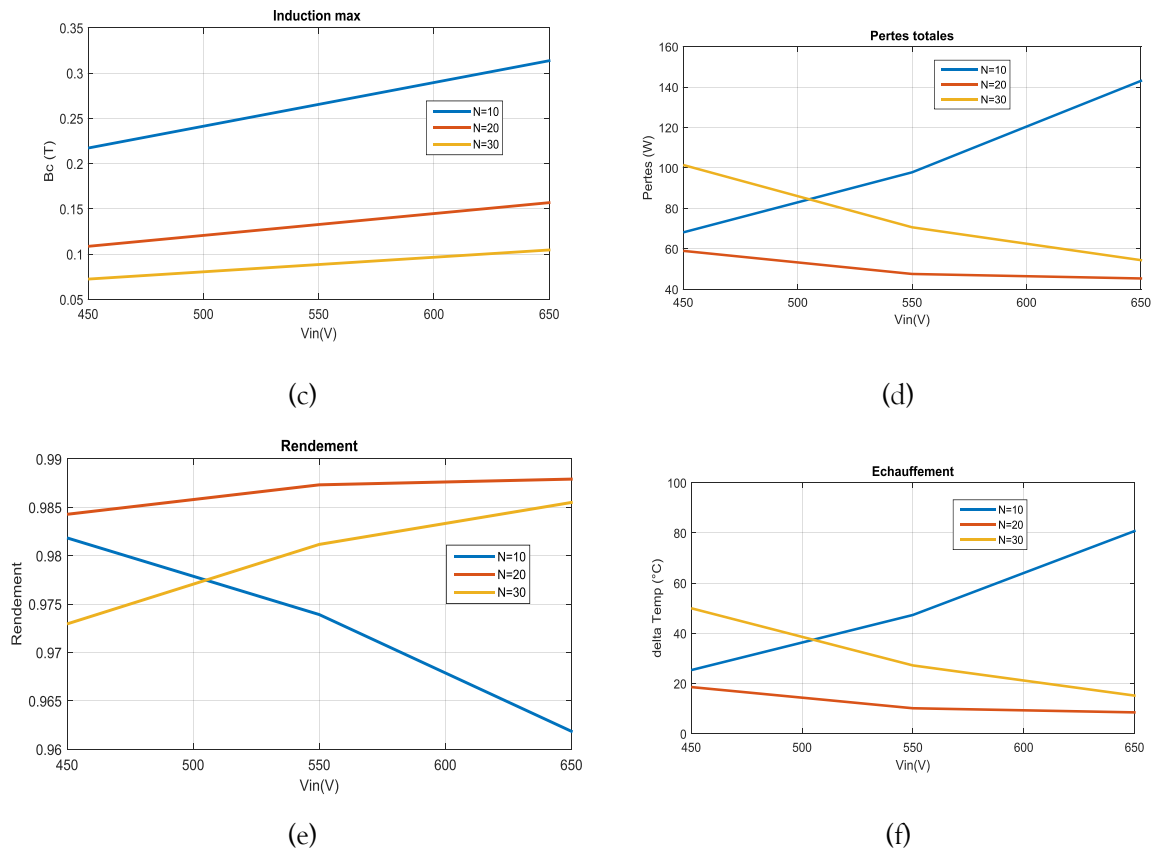
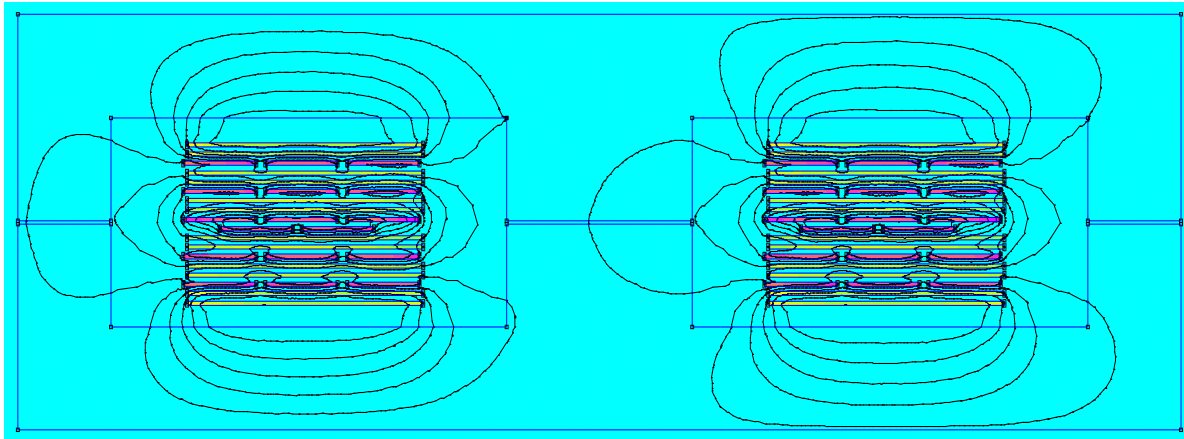


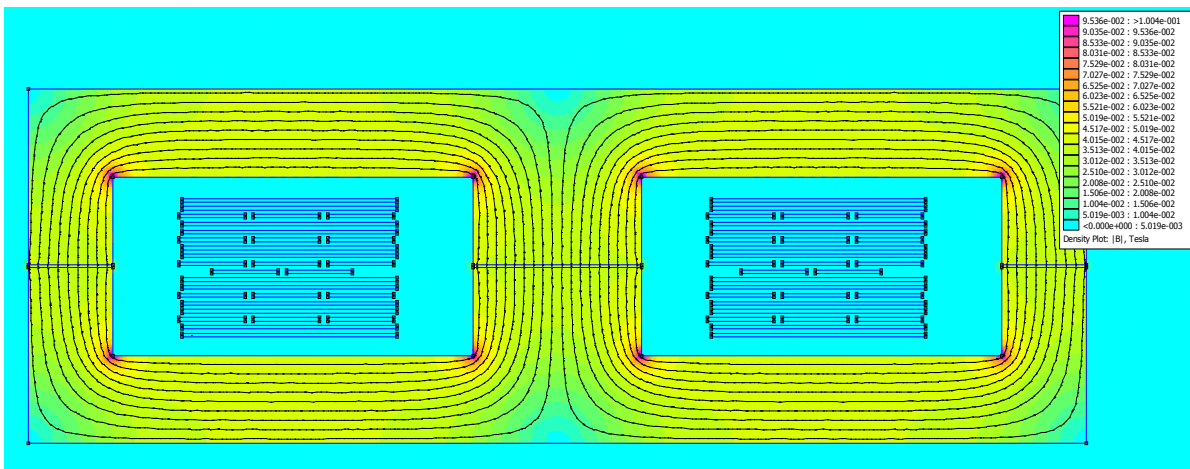
Figure A. 16 : Simulations analytiques en fonction du rapport de transformation et de la tension HVDC :  
 (a) Pertes cuivre (b) pertes magnétiques (c) induction magnétique crête (d) pertes totales (e) rendement  
 (f) échauffement

On constate que pour un faible rapport de transformation (10), les pertes dans le ferrite sont plus importantes et dégradent les performances du transformateur. A l'inverse, un rapport de transformation plus important (30) va réduire ces pertes magnétiques mais augmenter considérablement les pertes cuivre. Un rapport de transformation optimum semble donc être autour de 20. Ainsi, en cherchant le meilleur compromis entre les contraintes liées au coût et aux techniques de fabrication, nous avons pris un rapport de transformation  $N=17$ .

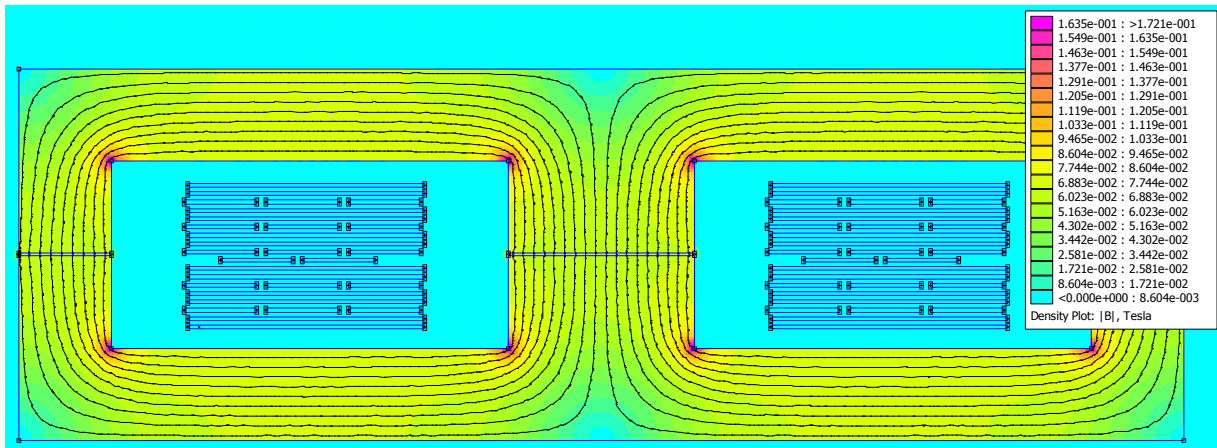
## ANNEXE VII : SIMULATION FEM 2D



(a)



(b)



(c)

Figure A. 17 : Simulations FEM 2D : (a) Compensation des Ampères-tours (b) Puissance nominale (3.75kW) (c) Puissance maximale (5.6kW)

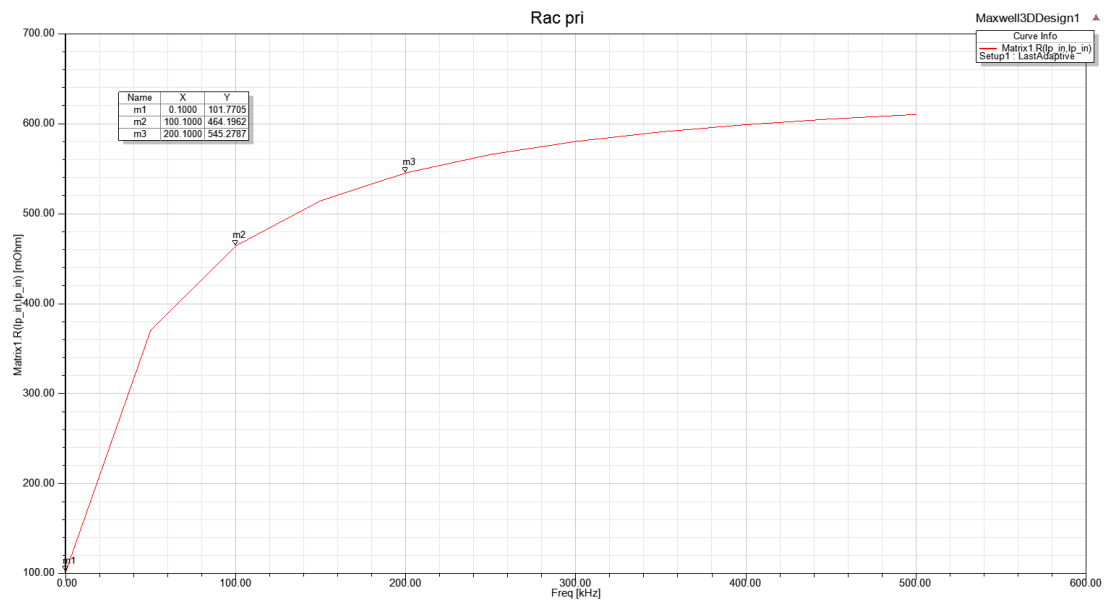
Ces simulations FEM 2-D permettent, avec une alimentation sinusoïdale à 100kHz (modèle au fondamental) d'observer la répartition du champ magnétique et des courants induits dans les différents cas d'alimentation des enroulements :

- La compensation des ampères-tours permet de déterminer l'inductance de fuite à partir de l'énergie magnétique dans la fenêtre de bobinage

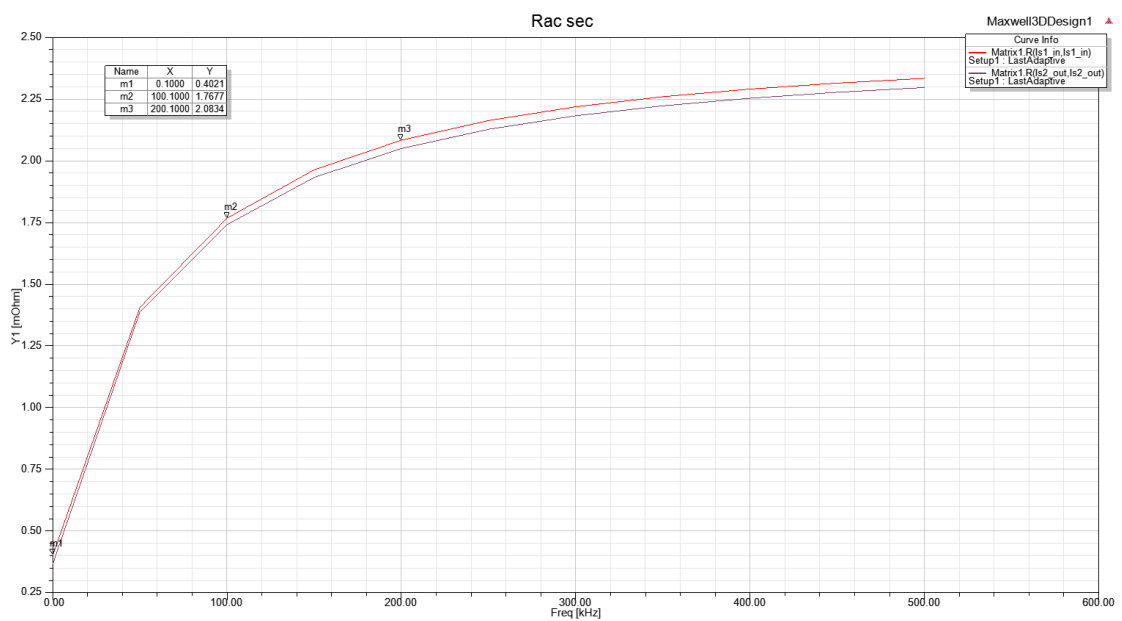
- L'alimentation avec un courant primaire efficace de 7A correspond à la puissance nominale, cette simulation permet, en multipliant les effets dans la fenêtre magnétique par la longueur moyenne des spires, d'estimer des pertes cuivre de 29W.
- Ce dernier cas d'alimentation correspond au cas de puissance maximale transitée avec un courant primaire efficace de 12A, avec des pertes cuivre déduites de 38W.

# ANNEXE VIII: SIMULATIONS FEM 3D EN FREQUENTIELLE ET EN TEMPOREL

## 1. Résolution en fréquentielle



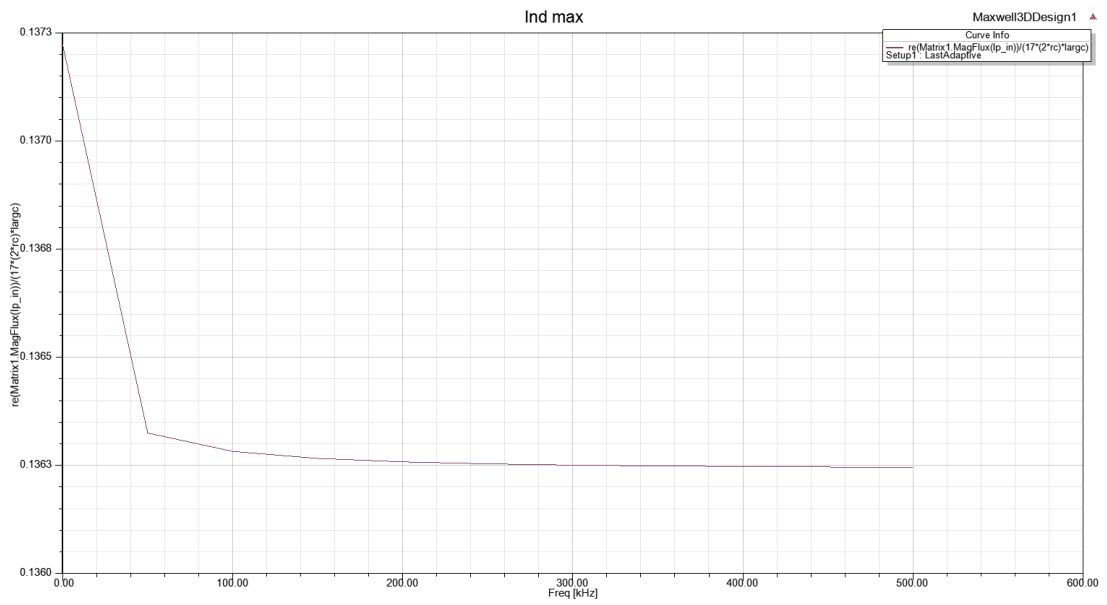
(a)



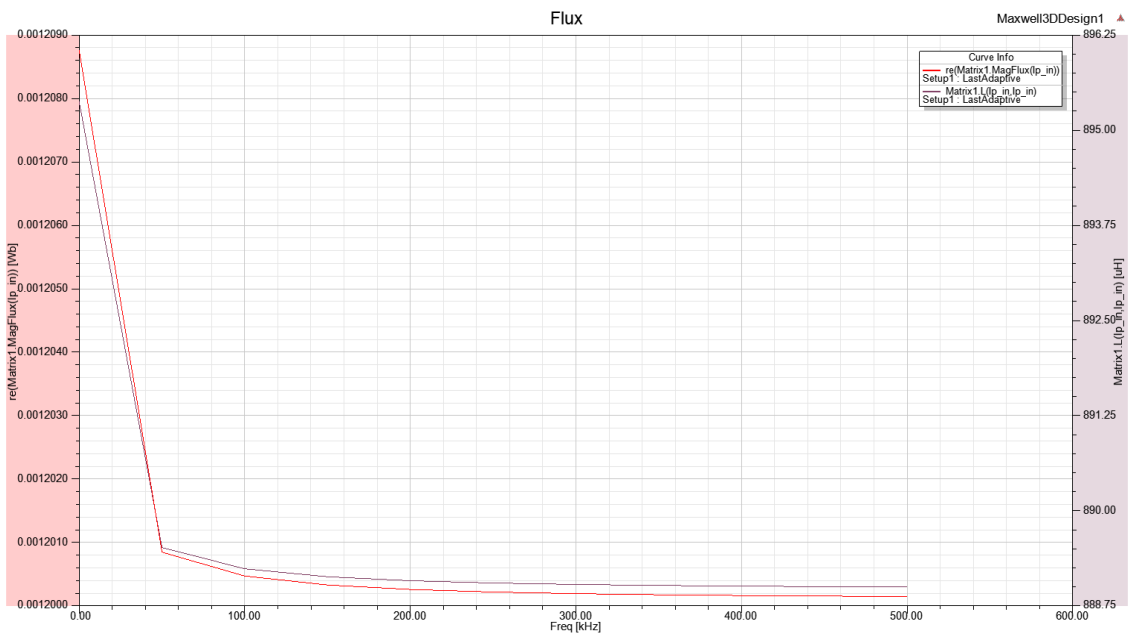
(b)

Figure A. 18 : Résistances des enroulements en fonction de la fréquence (a) primaire (b) secondaire



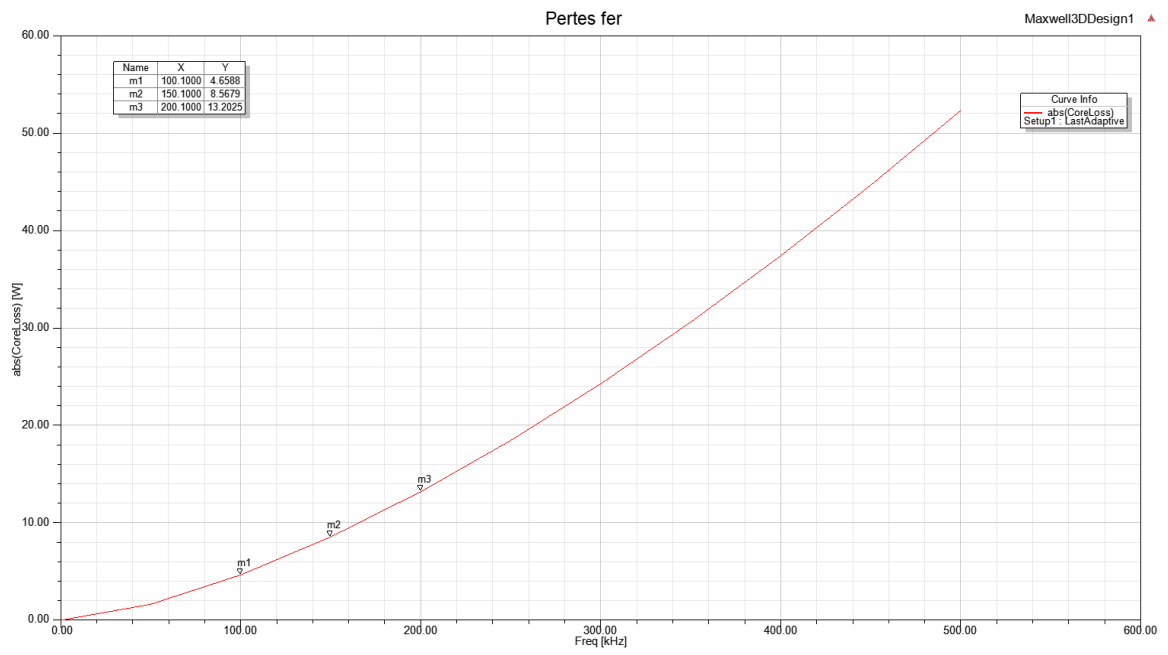


(a)

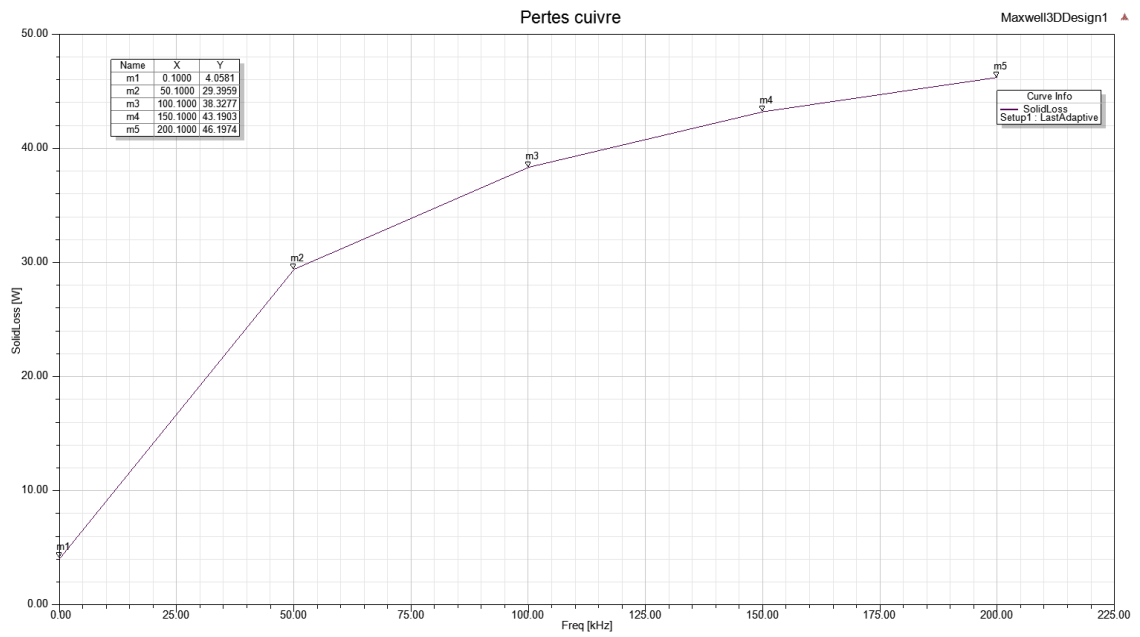


(b)

Figure A. 19 : (a) Induction magnétique (b) Flux magnétique principal et inductance magnétisante



(a)



(b)

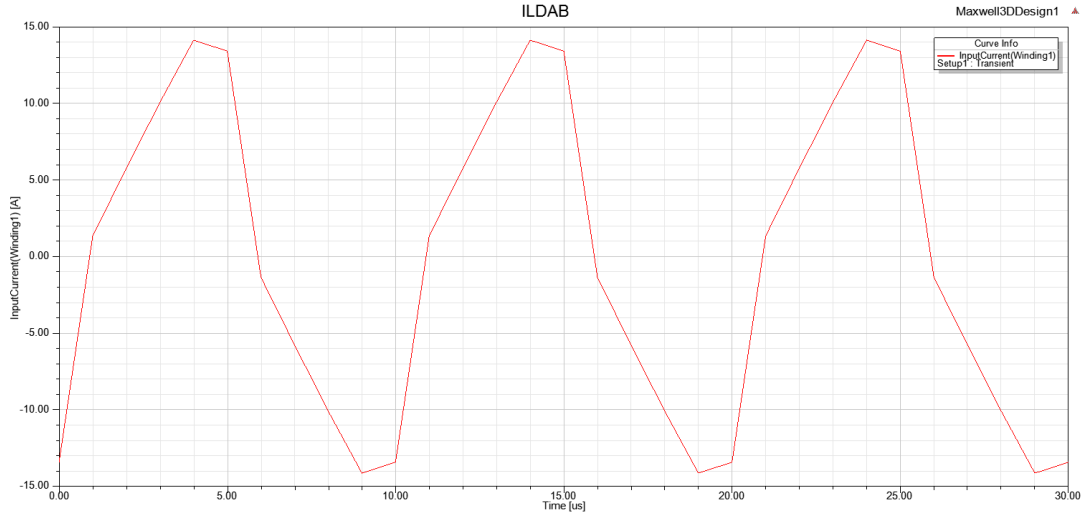
Figure A. 20 : Pertes en fonction de la fréquence (a) Pertes fers avec induction crête constante (b) Pertes cuivre

## 2. Résolution en temporelle

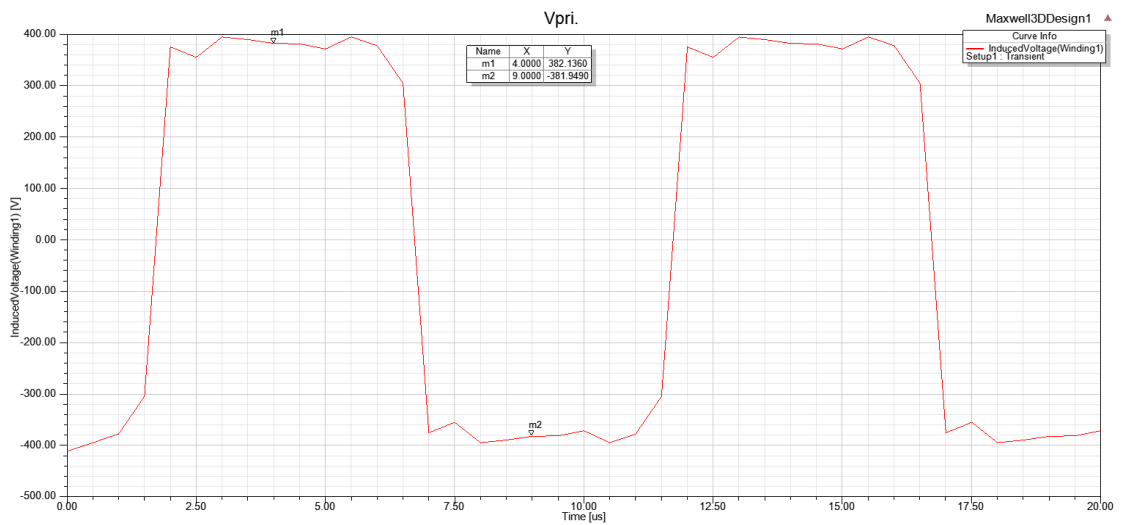
Expression du courant primaire

$$I_p(t) = 13.9 \sin(2\pi \cdot F_{sw} \cdot \text{time} - 43.66\pi/180) + 3.4 \sin(2\pi \cdot 3 \cdot F_{sw} \cdot \text{time} - 30.43\pi/180) + 1.76 \sin(2\pi \cdot 5 \cdot F_{sw} \cdot \text{time} - 34.15\pi/180) + 1.02 \sin(2\pi \cdot 7 \cdot F_{sw} \cdot \text{time} - 40.93\pi/180) + 0.585 \sin(2\pi \cdot 9 \cdot F_{sw} \cdot \text{time} - 48\pi/180)$$

Eq. A. 0-26



(a)



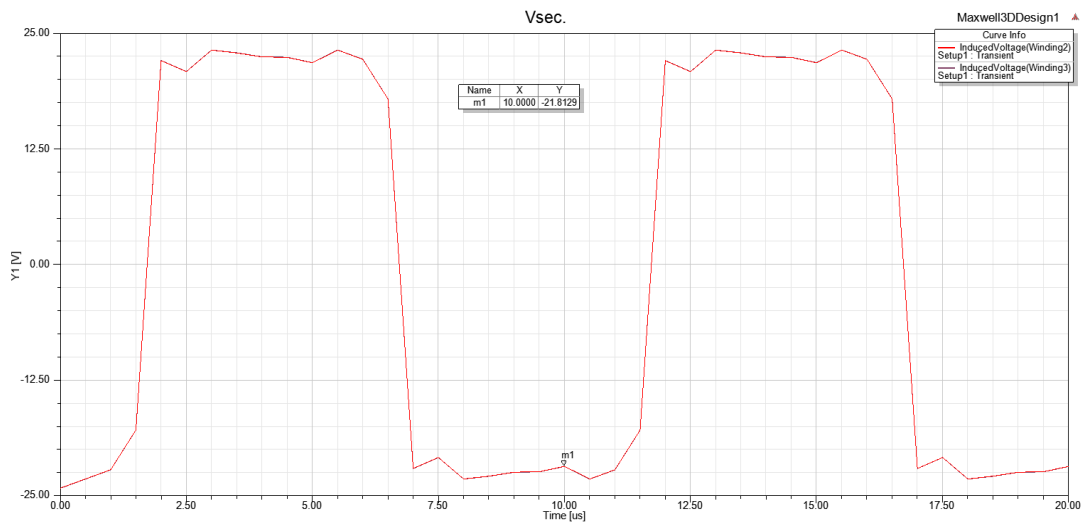
(b)

Figure A. 21 : Formes d'ondes au primaire (a) courant dans la self DAB (b) Tension induite au primaire

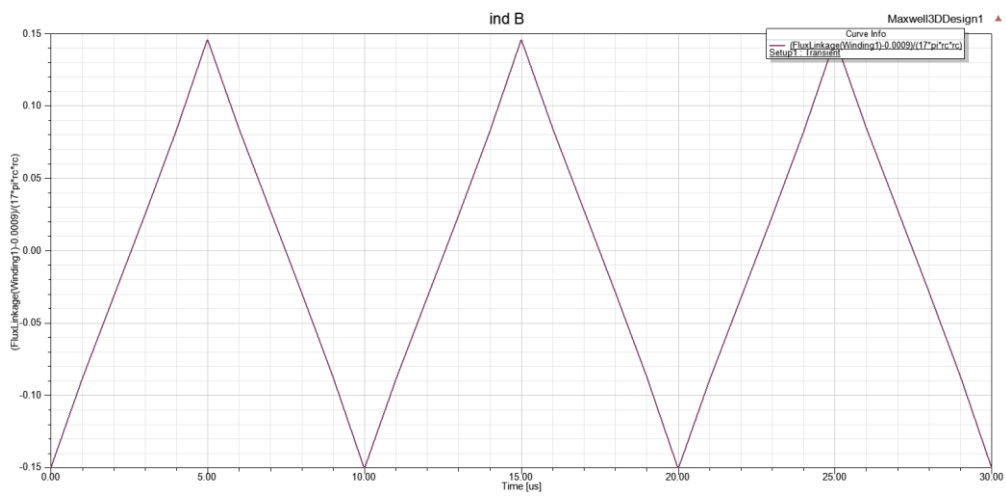
Expression de la tension secondaire

$$V_s(t) = 34.4 \sin(2\pi \cdot F_{sw} \cdot \text{time} - 18.82\pi/180) + 11.4 \sin(2\pi \cdot 3 \cdot F_{sw} \cdot \text{time} - 53.11\pi/180) + 6.77 \sin(2\pi \cdot 5 \cdot F_{sw} \cdot \text{time} - 88.54\pi/180) + 4.8 \sin(2\pi \cdot 7 \cdot F_{sw} \cdot \text{time} - 124.59\pi/180) + 3.73 \sin(2\pi \cdot 9 \cdot F_{sw} \cdot \text{time} - 161.11\pi/180)$$

Eq. A. 0-27

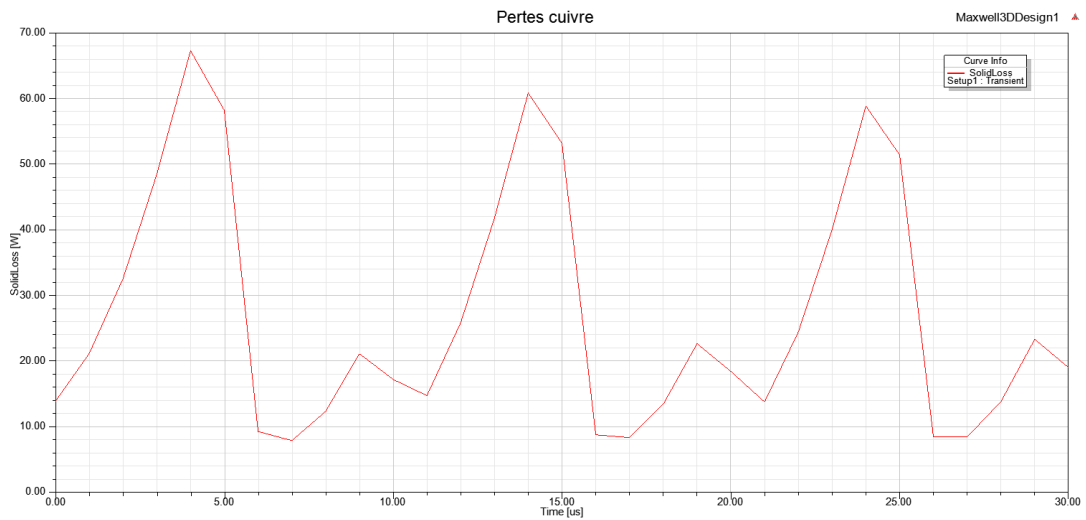


(a)

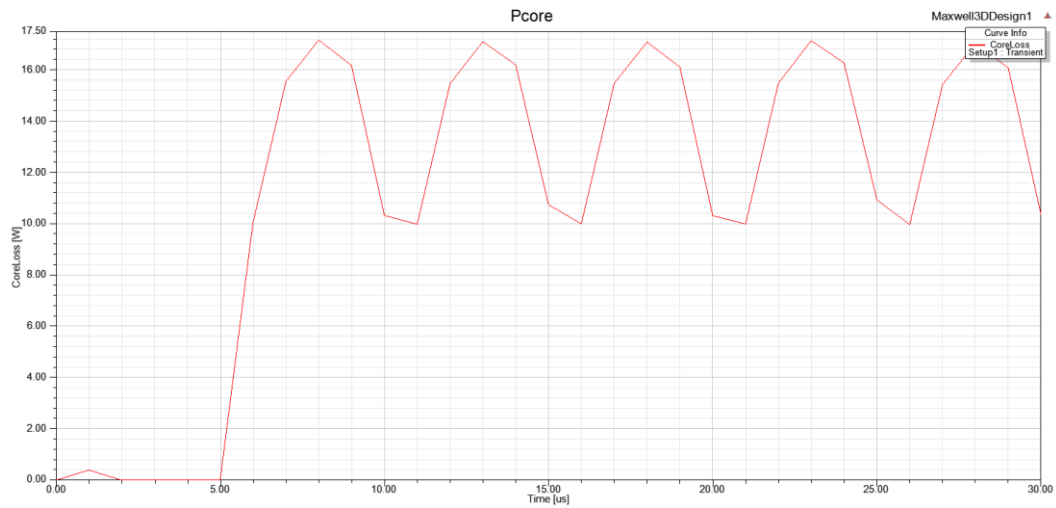


(b)

Figure A. 22 : Forme d'ondes (a)tension au secondaire (b) induction magnétique



(a)



(b)

Figure A. 23 : Formes d'ondes des pertes (a) pertes cuivre (b) pertes fers

Expression du courant primaire à vide

$$\begin{aligned} \text{Imag}(t) = & 0.9 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \text{Fsw} \cdot t + 143 \cdot \pi / 180) + 0.1 \cdot \sin(2 \cdot 3 \cdot \pi \cdot \text{Fsw} \cdot \text{time} + 111.7 \cdot \pi / 180) + 0.037 \cdot \sin(2 \cdot 5 \cdot \pi \cdot \\ & \text{Fsw} \cdot \text{time} + 5.7 \cdot \pi / 180) + 0.02 \cdot \sin(2 \cdot 7 \cdot \pi \cdot \text{Fsw} \cdot \text{time} - 101 \cdot \pi / 180) + 0.013 \cdot \sin(2 \cdot 9 \cdot \pi \cdot \text{Fsw} \cdot \text{time} + \\ & 143.9 \cdot \pi / 180) + 0.0089 \cdot \sin(2 \cdot 11 \cdot \pi \cdot \text{Fsw} \cdot \text{time} + 38.7 \cdot \pi / 180) \end{aligned} \quad \text{Eq. A. 0-28}$$

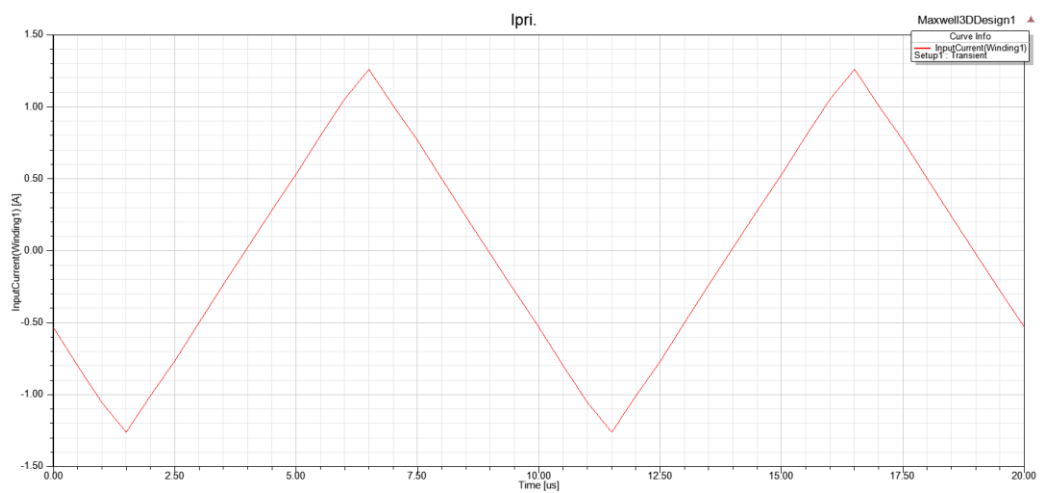


Figure A. 24 : Forme d'onde du courant magnétisant

## ANNEXE IX : SIMULATIONS FEM THERMIQUES

### 1 Mise en donnée

#### 1.1 Géométrie

Référence de la géométrie: P040997B-1\_A

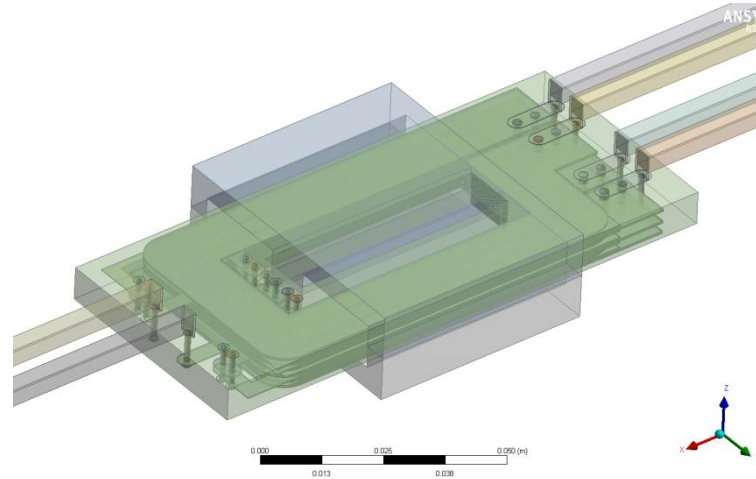


Figure A. 25 : Géométrie du PCB utilisée pour la simulation thermique

Les vias et connexions ont été remplies en cuivre pour des questions de modélisation.

#### 1.2 Matériaux

Matériau	Conductivité thermique [W/m.K]
Aluminium	237.5
Copper	400
FR-4 Epoxy	0.294
Gap pad	3
Magnetic 3C95	4

Tableau A. 2 : Conductivités thermiques des matériaux utilisés pour la simulation thermique

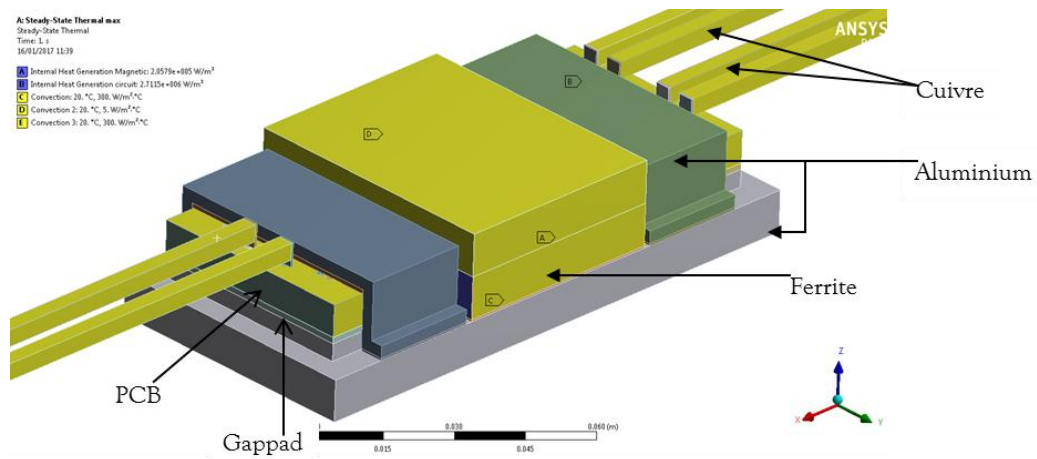


Figure A. 26 : Positionnement des matériaux

### 1.3 Température maximum

Deux températures sont surveillées pour assurer le bon fonctionnement du transformateur :

- 180°C pour le PCB (température maximum pour le FR4)
- 130°C pour le ferrite (température maximum pour maintenir les performances du ferrite)

### 1.4 Conditions aux limites

Les conditions aux limites sont:

- Convection naturelle avec l'environnement:  $5 \text{ W/m}^2 \cdot \text{K}$  vers  $20^\circ\text{C}$
- Dissipation vers les connexions:  $300 \text{ W/m}^2 \cdot \text{K}$  vers  $20^\circ\text{C}$  (effet de la masse du circuit externe)
- Dissipation à travers le drain:  $300 \text{ W/m}^2 \cdot \text{K}$  vers  $20^\circ\text{C}$  (effet du dissipateur vers un radiateur ou un autre système d'évacuation des calories)
- Drain conforme (avec bossage) au planar
- Gappad positionné :
  - Dans l'entrefer
  - Sous le ferrite  $0.5 \text{ mm}$  (valeur pour une fixation du ferrite)
  - Sous le PCB  $1.5 \text{ mm}$  (récupération des jeux)
  - Anneau de drain:  $0.5 \text{ mm}$  (vers le drain)
  - Anneau de drain  $1.0 \text{ mm}$  (vers le PCB)
- Dissipation volumique dans le cuivre (uniforme dans tout le cuivre)
  - $30 \text{ W}$
- Dissipation volumique dans le ferrite (uniforme)
  - $9 \text{ W}$

## 2 Etude de sensibilité

La sensibilité thermique est effectuée sur les éléments suivants:

1. Gappad dans l'entrefer
2. Drain thermique sur le ferrite
3. Drain thermique sur le PCB
4. Anneau thermique PCB

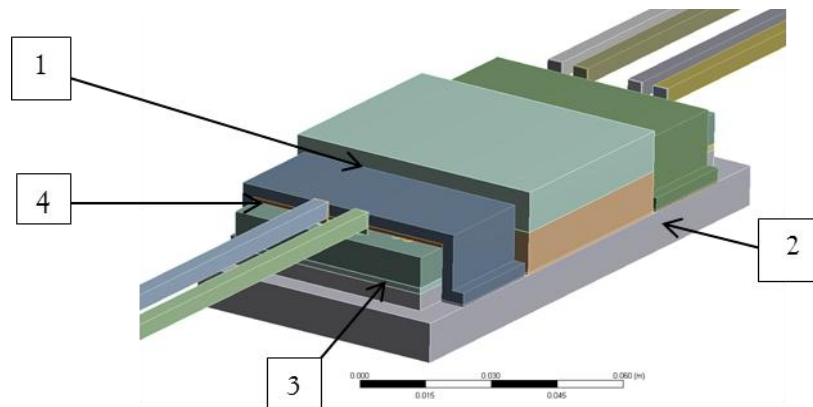


Figure A. 27 : Positions des matériaux pour étude de la sensibilité

Analyse de sensibilité sur les 4 variables précédentes, leurs valeurs possibles sont :

- 3 W/m.K Conductivité gappad
- 0.02 W/m.K conductivité de l'air

Name	P4 - Gappad Ferrite drain	P5 - Gappad Ferrite PCB	P6 - Gappad PCB	P7 - Gappad PCB anneau	P1 - Temperature Minimum	P2 - Temperature Maximum	P8 - Ferrite Maximum
Units	W m <sup>-1</sup> C <sup>-1</sup>	W m <sup>-1</sup> C <sup>-1</sup>	W m <sup>-1</sup> C <sup>-1</sup>	W m <sup>-1</sup> C <sup>-1</sup>	C	C	C
DP 0 (Current)	3	3	3	3	32.1	50.9	49.3
DP 1	3	3	3	0.02	26.4	66.1	55.0
DP 2	3	3	0.02	3	33.2	58.6	51.7
DP 3	3	3	0.02	0.02	22.6	79.0	62.7
DP 4	3	0.02	3	3	32.1	52.9	52.9
DP 5	3	0.02	3	0.02	25.3	70.6	53.9
DP 6	3	0.02	0.02	3	33.1	59.2	53.6
DP 7	3	0.02	0.02	0.02	19.6	90.6	55.9
DP 9	0.02	3	3	3	32.1	50.9	49.3
DP 10	0.02	3	3	0.02	26.4	66.1	55.0
DP 11	0.02	3	0.02	3	33.2	58.6	51.7
DP 12	0.02	3	0.02	0.02	22.6	79.0	62.7
DP 13	0.02	0.02	3	3	32.1	52.9	52.9
DP 14	0.02	0.02	3	0.02	25.3	70.6	53.9
DP 15	0.02	0.02	0.02	3	33.1	59.2	53.6
DP 16	0.02	0.02	0.02	0.02	19.6	90.6	55.9

Tableau A. 3 : Résultats bruts d'analyse de sensibilité avec les matériaux choisis

Les températures maximums, du domaine ainsi que du ferrite sont extraites, ainsi que la température minimum pour information.



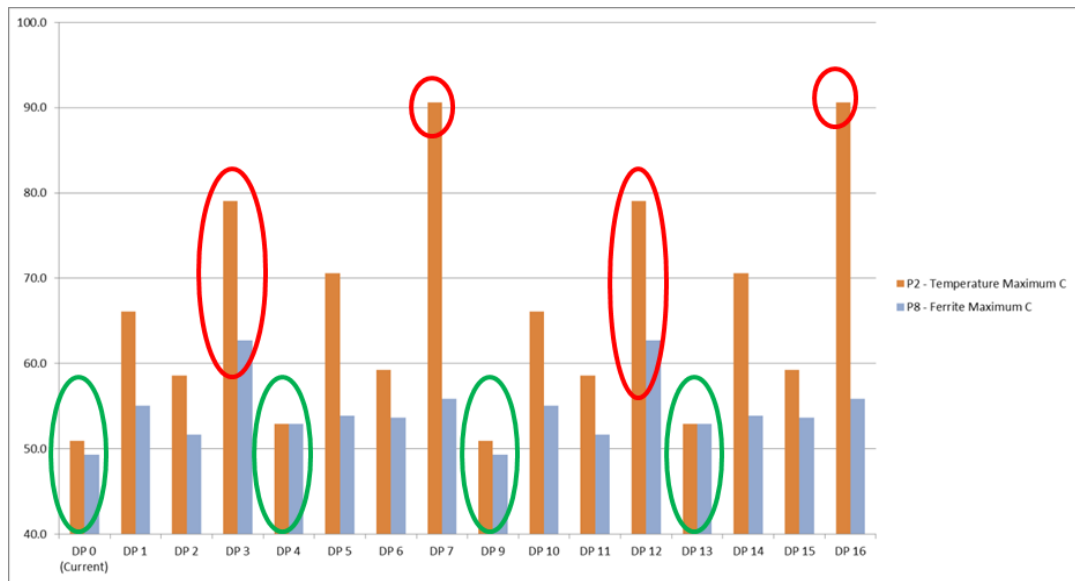


Figure A. 28 : Identification des cas critiques

Quatre cas sont considéré comme défavorable thermiquement :

- A chaque fois, aucun pont thermique direct entre le PCB et le drain :
  - Sans autre chemin de dissipation de l'énergie que par le ferrite celle-ci surchauffe

Quatre sont considéré comme très favorable :

- A chaque fois, il y a l'addition du drain thermique dessous et dessus le PCB
  - Chemin direct d'extraction des calories entre la source chaude et la source froide

### 3 Résultats

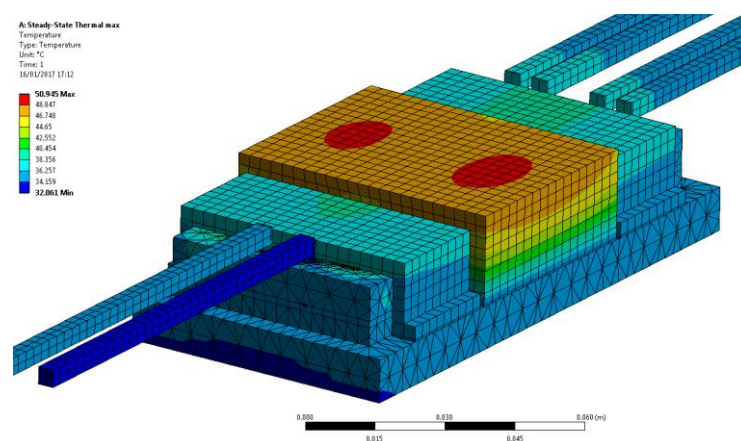


Figure A. 29 : Cas le plus optimiste

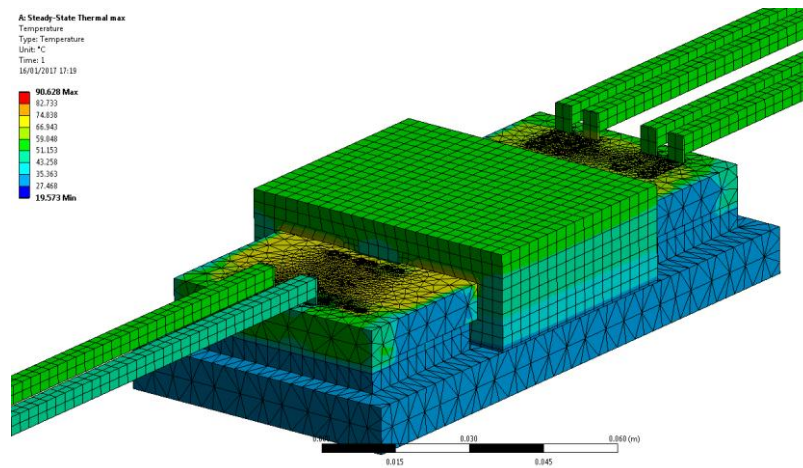


Figure A. 30 : Cas le plus pessimiste

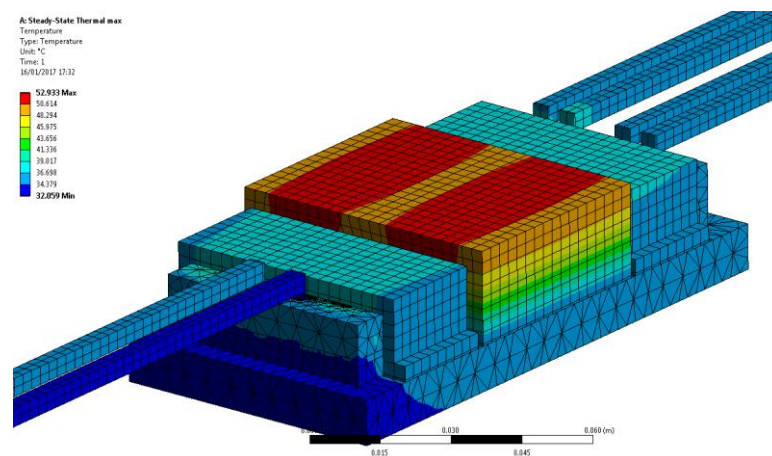


Figure A. 31 : Cas optimum

## Bilan

### Résultats des calculs

Suite à l'analyse de sensibilité, il est recommandé d'utiliser un drain thermique dessus et dessous le PCB pour améliorer les performances. Les résultats montrent que l'anneau de drainage thermique sur le PCB est plus performant que le simple gappad dessous (attention l'épaisseur de gappad est différente, 1mm dessus et 1.5 mm dessous).

### Analyse d'implantation du transformateur

#### Analyse des $\Delta T$ :

- Meilleur résultat:
  - $\Delta T = 31^\circ\text{C}$  sur le PCB
  - $\Delta T = 29^\circ\text{C}$  sur le ferrite
- Pire resultat - PCB :
  - $\Delta T = 70.6^\circ\text{C}$  sur le PCB
  - $\Delta T = 35.9^\circ\text{C}$  sur le ferrite
- Pire resultat - Ferrite :
  - $\Delta T = 59^\circ\text{C}$  sur le PCB

- $\Delta T = 42.7^{\circ}\text{C}$  sur le ferrite
- Optimum :
  - $\Delta T < 32.9^{\circ}\text{C}$  sur le PCB
  - $\Delta T = 32.9^{\circ}\text{C}$  sur le ferrite

Analyse d'implantation :

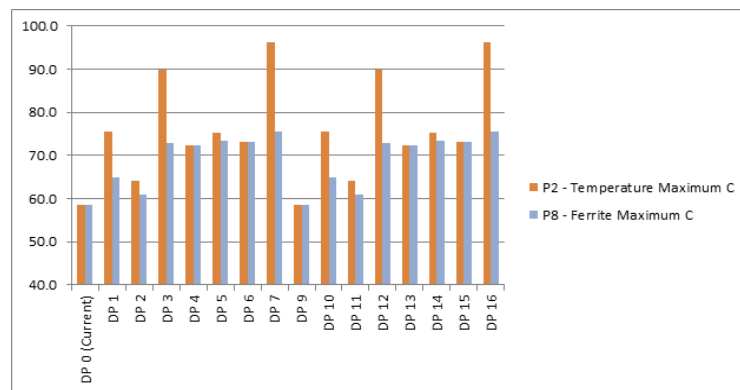
- Température ambiante maximum =  $70^{\circ}\text{C}$
- Température maximum du drain =  $90^{\circ}\text{C}$
- Température maximum du ferrite =  $130^{\circ}\text{C}$

Le  $\Delta T$  maximum admissible pour le ferrite est estimé à  $40^{\circ}\text{C}$ , la configuration optimum permettra d'avoir un  $\Delta T$  acceptable autour de  $30^{\circ}\text{C}$  à  $35^{\circ}\text{C}$ .

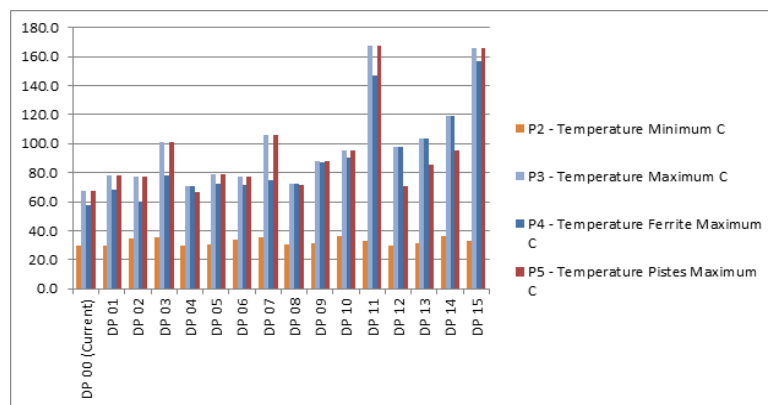
Estimations des températures maximum du transformateur et celle du ferrite dans deux cas :

- Vias pleins
- Vias creux

Dans les deux cas, les pertes dans le ferrite ne sont plus de 9 mais de 17W pour avoir un pire cas extrême.



(a)



(b)

Figure A. 32 : Simulations des différentes températures des points d'analyses dans deux cas (a) vias pleins (b) vias creux

**Titre de la thèse :** Modélisation et conception de transformateurs planar pour convertisseur de puissance DC/DC embarqué

**Résumé :**

Ces travaux de thèse s'inscrivent dans la problématique de développement de transformateurs planar pour l'intégration de puissance, dans le contexte de l'avion plus électrique (More Electric Aircraft - MEA) où les contraintes de volume et de poids sont primordiales. Les composants magnétiques restent en effet un frein à l'intégration des systèmes d'Electronique de Puissance et les composants planar (transformateurs et inductances) offrent une alternative intéressante aux composants bobinés pour la réduction de la masse et de l'encombrement des convertisseurs.

Dans ce manuscrit, des méthodes, un outil de dimensionnement et des prototypes de transformateurs planar (2 et 3 enroulements) en technologie feuillard et PCB sont développés pour des applications de convertisseur DC/DC aéronautique. Dans un premier temps, les modèles permettant le calcul des pertes, l'estimation de l'élévation de température et le calcul de l'inductance de fuite sont présentés et comparés afin de concevoir des outils de calculs pour la conception. Dans un deuxième temps, il est montré que la modification de la forme des angles des spires rectangulaires permet de réduire significativement les pertes cuivre HF. Sur la base de ces outils et résultats, des prototypes de transformateurs planar à 3 enroulements en PCB multicouches sont développés. De nombreux prototypes sont caractérisés et valident les modèles de dimensionnement proposés. Enfin, l'un de ces prototypes est intégré et testé dans un convertisseur de puissance DC/DC de 3.75kW mettant en évidence les gains obtenus.

**Mots-clés :** Transformateurs planar, pertes HF, inductance de fuite, PCB multicouches, modélisation, dimensionnement, convertisseur DC/DC, avion plus électrique.

**Thesis title:** Modeling and design of planar transformers for embedded DC/DC power converter

**Abstract:**

These thesis works deal with the issue of the planar transformers development for power integration, in the context of the More Electric Aircraft (MEA), where the constraints of volume and weight are paramount. Magnetic components remain a hindrance to the integration of Power Electronics systems and planar components (transformers and inductors) offer an interesting alternative to wound components for reducing the size of converters.

In these works, methods, a sizing tool and prototypes of planar transformers (2 and 3 windings) in strip and PCB technology are developed for aeronautical DC / DC converter applications. Firstly, the models allowing the calculation of the losses, the estimation of the temperature rise and the calculation of the leakage inductance are presented and compared in order to design calculation tools for engineers. In a second step, it is shown that the modification of the shape of the angles of rectangular turns makes it possible to significantly reduce the HF copper losses. Based on these tools and results, prototypes of 3-windings planar transformers in multilayer PCBs are developed. Many prototypes are characterized and validate the proposed designing models. Finally, one of these prototypes is integrated and tested in a DC/DC power converter of 3.75kW highlighting the gains obtained.

**Keywords:** HF planar transformers, HF losses, leakage inductance, multi-layers PCB, modeling, design, DC/DC power converter, more electric aircraft.