



**HAL**  
open science

# Contribution à l'Optimisation du Dimensionnement de Composants Passifs Intégrés pour l'Electronique de Puissance

Kien Lai Dac

► **To cite this version:**

Kien Lai Dac. Contribution à l'Optimisation du Dimensionnement de Composants Passifs Intégrés pour l'Electronique de Puissance. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Grenoble, 2010. Français. NNT: . tel-00567450

**HAL Id: tel-00567450**

**<https://theses.hal.science/tel-00567450>**

Submitted on 21 Feb 2011

**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.

**UNIVERSITE DE GRENOBLE**

**N° attribué par la bibliothèque**

□□□□□□□□□□

**THESE**

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'Université de Grenoble**

***Spécialité : « Génie Electrique »***

préparée au **Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble**

dans le cadre de **l'Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique,**

***Télécommunication, Signal »***

présentée et soutenue publiquement

par

**LAI Dac Kien**

le 16 Décembre 2010

**TITRE**

**Contribution à l'Optimisation du  
Dimensionnement de Composants Passifs  
Intégrés pour l'Electronique de Puissance**

Directeur de thèse : **Yves LEMBEYE**

**JURY**

M. Eric LABOURE

Président

M. Charles JOUBERT

Rapporteur

M. Guillaume GATEAU

Rapporteur

M. Jean-Paul FERRIEUX

Examineur

M. Yves LEMBEYE

Directeur de thèse



*Luận án này con giành tặng ba mẹ !*

*À mes parents !*



## **Remerciements**

Je tiens premièrement à remercier le Ministère de l'Éducation Nationale Française qui a financé cette thèse avec laquelle j'ai eu l'occasion de suivre une étude de haute qualité ainsi que de découvrir une très belle couture.

Ensuite, je tiens chaleureusement à remercier Charles Joubert et Guillaume Gâteau pour avoir accepté d'être rapporteur de mon rapport de thèse et pour l'intérêt qu'ils y ont porté. Merci également à Eric Labouré qui m'a fait l'honneur d'être le président de mon jury.

Je remercie beaucoup Jean-Paul Ferrieux qui a initialisé l'axe de recherche sur les composants LCT, son encadrement de mon stage M2R, son regard minuteur sur ce rapport sont très précis pour moi. Aussi merci beaucoup à Jean Pière Keradec et Benoît Delinchant pour sa contribution, ses conseils pertinents à mes travaux.

Mes sincères remerciements sont dédiés à Yves Lembeye, mon encadrant du M2R et mon directeur de cette thèse qui était toujours à coté de moi tout au long de cette période. Grâce à sa compétence et son soutien, il m'a efficacement aidé de passer les moments difficiles.

Enfin, je remercie l'ensemble du Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble qui m'a accueilli et qui ont fait une période très intéressante et agréable : la direction, les permanents, le service administratifs, le service informatique, notamment le service technique avec des gents super gentils.

Maintenant c'est une deuxième demi partie des remerciements pour laquelle j'essaye de citer tous les amis que j'ai croisés lors de mes quatre années au G2Elab. Je m'excuse pour les courts paragraphes pour cause de limitation de ma littérature française mais j'en suis sûr que vous me comprenez.

Premièrement merci beaucoup à Abdel et Benjamin qu'ils ont considérablement m'aidé dans la compréhension scientifique. Je remercie sincèrement Jérémie et Olivier pour leurs gentillesse et leurs bons conseils. Merci également à tous les G2Eliens que j'ai heureusement croisé et que j'ai eu des échange d'idées intéressantes (Jean, Stéphane, Antoine, Claude, Kerim, Mansour, Jean-Romain, Timothé, Baïdy, Benoit, Didier, Marie-Cécile, Yann, Long, ....).

Deuxièmement, je remercie de tout mon coeur mes deux sœurs Diem et Nhi pour leurs aides et leurs soutiens. Merci beaucoup aux potes de la promotion IPH-K46 (Hieu-Na, Minh-Minh, Hung-Mai, ...) pour les bons souvenirs depuis presque dix ans. Merci également à tous les amis vietnamiens (chuTuan, Doanh, Son, Hieu, Chau, Van, Hai, Hoa, Tung-Chau, Phuong, Van, Son, Hai, Anh, Thanh, ...) avec qui j'ai passé des moments inoubliables en France.

Pour finir je réserve mon remerciement spécial aux membres de ma famille et à ma copine que je veux les dire personnellement.



## Table des matières

<b>Introduction générale .....</b>	<b>11</b>
<b>Contexte de l'étude .....</b>	<b>12</b>
<b>Les travaux de thèse .....</b>	<b>12</b>
<b>Chapitre I : Etat de l'art et Cahier des charges.....</b>	<b>15</b>
<b>Sommaire du chapitre.....</b>	<b>16</b>
<b>I.1. Introduction.....</b>	<b>17</b>
<b>I.2. Intégration des composants passifs .....</b>	<b>17</b>
I.2.1. Technologies d'intégration .....	17
I.2.2. Matériaux pour l'intégration dans les PCB.....	20
<b>I.3. Modélisation électromagnétique.....</b>	<b>21</b>
I.3.1. Modélisation des pertes cuivre.....	22
I.3.2. Modélisation des pertes fer .....	26
I.3.3. Modélisation des effets parasites .....	30
I.3.4. Modélisation des comportements électrodynamiques .....	32
<b>I.4. Modélisation thermique des composants passifs.....</b>	<b>34</b>
I.4.1. Principe des méthodes.....	34
I.4.2. Etat de l'art de la modélisation thermique .....	35
<b>I.5. Optimisation du dimensionnement .....</b>	<b>40</b>
I.5.1. Principe .....	40
I.5.2. Etat de l'art de l'optimisation. ....	41
<b>I.6. Cadre de l'étude : le composant LCT .....</b>	<b>43</b>
I.6.1. Principe de la conception .....	43
I.6.2. Composants LCT réalisés au G2Elab .....	45
<b>I.7. Cahier des charges de l'optimisation .....</b>	<b>48</b>
I.7.1. Structure du convertisseur utilisant le LCT .....	48
I.7.2. Principe de fonctionnement du convertisseur .....	49
I.7.3. Evaluation des paramètres principaux du composant LCT.....	52
<b>I.8. Conclusion .....</b>	<b>54</b>
<b>Références bibliographiques du chapitre.....</b>	<b>56</b>



<b>Chapitre II : Modélisation électrodynamique des composants passifs.....</b>	<b>65</b>
Sommaire du chapitre.....	66
<b>II.1. Introduction du problème.....</b>	<b>67</b>
<b>II.2. Analyse des méthodes classiques.....</b>	<b>67</b>
II.2.1. Modélisation d'un composant bobiné classique .....	68
II.2.2. Modélisation d'un composant bobiné planar.....	71
<b>II.3. Nouvelle méthode adaptée au composant LCT -Méthode du schéma équivalent par plaques LEEC.....</b>	<b>73</b>
II.3.1. Méthode du schéma équivalent des plaques (LEEC) .....	74
II.3.2. Extension de la méthode LEEC - Application aux composants LCT.....	83
<b>II.4. Conclusion.....</b>	<b>106</b>
<b>Références bibliographiques du chapitre.....</b>	<b>108</b>
<b>Références en ligne du chapitre.....</b>	<b>109</b>
<b>Chapitre III : Modélisation thermique des composants passifs.....</b>	<b>111</b>
Sommaire du chapitre.....	112
<b>III.1. Introduction du problème.....</b>	<b>113</b>
<b>III.2. Rappel des phénomènes de transfert thermique et des lois fondamentales....</b>	<b>115</b>
III.2.1. Conduction thermique .....	116
III.2.2. Rayonnement thermique .....	117
III.2.3. Convection thermique .....	118
<b>III.3. Modèle thermique des composants passifs planars .....</b>	<b>122</b>
III.3.1. Objectifs et choix des modèles.....	122
III.3.2. Modèle thermique nodal du composant .....	124
<b>III.4. Conclusion .....</b>	<b>132</b>
<b>Références bibliographiques du chapitre.....</b>	<b>133</b>
<b>Références en ligne du chapitre.....</b>	<b>134</b>
<b>Chapitre IV : Optimisation du dimensionnement des composants passifs LCT..</b>	<b>135</b>
Sommaire du chapitre.....	136
<b>IV.1. Introduction du problème .....</b>	<b>137</b>

<b>IV.2. Modèles élémentaires de l'optimisation .....</b>	<b>140</b>
IV.2.1. Couplage des modèles électrique et thermique .....	141
IV.2.2. Modèle géométrique .....	143
<b>IV.3. Dimensionnement des paramètres discrets du composant LCT .....</b>	<b>146</b>
IV.3.1. Choix du nombre de spires et du nombre de couches des enroulements ...	146
IV.3.2. Choix de la connexion et du nombre de spires par couche .....	148
<b>IV.4. Développement de l'outil d'optimisation .....</b>	<b>150</b>
IV.4.1. Choix de l'algorithme d'optimisation .....	150
IV.4.2. Analyse de la convergence de l'optimisation.....	151
IV.4.3. Choix du meilleur optimum local .....	154
<b>IV.5. Optimisation volumique du composant LCT .....</b>	<b>155</b>
IV.5.1. LCT utilisant le matériau C-Ply .....	155
IV.5.2. LCT utilisant le matériau Kapton.....	156
<b>IV.6. Conclusion .....</b>	<b>161</b>
<b>Références bibliographiques du chapitre.....</b>	<b>163</b>
<b>Référence en ligne du chapitre .....</b>	<b>163</b>
<b>Chapitre V : Validation expérimentale .....</b>	<b>165</b>
<b>Sommaire du chapitre.....</b>	<b>166</b>
<b>V.1. Introduction .....</b>	<b>167</b>
<b>V.2. Réalisation des prototypes .....</b>	<b>167</b>
V.2.1. Réalisation des prototypes de LCT.....	167
V.2.2. Caractérisation des prototypes de LCT .....	169
V.2.3. Dimensionnement de la structure DC-DC.....	170
<b>V.3. Validations expérimentales .....</b>	<b>172</b>
V.3.1. Analyses fréquentielles des impédances des LCT.....	172
V.3.2. Fonctionnement du LCT au sein de la structure DC-DC .....	176
V.3.3. Validation des pertes de fonctionnement .....	178
V.3.4. Mesure et validation de la température de fonctionnement.....	179
<b>V.4. Conclusion .....</b>	<b>182</b>
<b>Références du chapitre.....</b>	<b>183</b>

*Table des matières*

<b>Conclusion générale.....</b>	<b>185</b>
<b>Conclusion.....</b>	<b>186</b>
<b>Perspectives.....</b>	<b>189</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>191</b>
<b>Liste des tableaux .....</b>	<b>209</b>
<b>Liste des figures .....</b>	<b>210</b>

# **Introduction générale**

## **Contexte de l'étude**

L'électronique de puissance connaît actuellement une évolution vers l'intégration, conséquences des contraintes liées aux besoins de miniaturisation mais aussi de réduction des coûts de fabrication. Cette intégration peut se présenter sous forme monolithique sur silicium pour les composants semi-conducteurs, voire pour les composants passifs en très faible puissance ou bien hybride pour des systèmes de plus forte puissance.

Dans bon nombre de cas, les systèmes hybrides offrent des possibilités de réduction des volumes et les composants passifs, inductance, transformateur et condensateur, représentent alors un frein à cette miniaturisation. Aujourd'hui les briques technologiques permettant la réalisation de composants passifs, qu'ils soient capacitifs ou inductifs, existent. La mise en œuvre de ces briques a déjà fait l'objet de nombreux travaux aux cours de vingt dernières années. Malheureusement, dans nombre de ces travaux les dimensionnements sont conduits de façon classique ne garantissant pas un résultat optimal que ce soit du point de vue du rendement ou du volume.

Pourtant, depuis de nombreuses années, les techniques de simulation connaissent un développement considérable. Les mises en œuvre expérimentales, souvent lourdes et coûteuses sont progressivement remplacées par des études dans lesquelles les outils de simulation prennent une place de plus en plus importante. Le développement des outils de modélisation et d'optimisation des composants en électronique de puissance constitue donc un enjeu important. Pour être utilisable dans un contexte industriel, ces outils de simulation doivent répondre à certains critères : ils doivent permettre d'économiser le temps de mise au point et de ce fait, la simplicité et la rapidité de simulation sont donc une des qualités recherchées mais ils doivent aussi être les plus génériques possibles afin d'être applicable à un grand nombre de cahiers des charges tout en garantissant une finesse de résultat suffisante.

C'est dans ce contexte que se situe ce sujet de thèse visant à progresser dans la conception d'alimentations à forte puissance volumique.

## **Les travaux de thèse**

Les recherches menées au G2Elab sur l'intégration de composants passifs destinés aux alimentations d'électronique de puissance ont conduit à l'approche de composant LCT, un regroupement de trois composants passifs classiques : une inductance, un condensateur et un transformateur dans un seul et unique composant. Dans le but d'optimiser le dimensionnement de ce composant, nous proposons une procédure, dans ce travail, la réalisation d'un outil d'optimisation des dimensions des composants planar. Pour cela, nous allons, dans un premier

temps, rechercher les méthodes de modélisation électromagnétique analytiques pouvant s'adapter aux composants planar. Dans un second temps nous nous intéresserons à la modélisation thermique analytique de ce type de composant. Enfin, le développement d'un outil informatique permettant d'optimiser le dimensionnement de ce type de composant sera présenté et les résultats obtenus seront confrontés avec des réalisations pratiques.

Ce mémoire se décompose en cinq chapitres décrits ci-dessous.

Le premier chapitre intitulé «*Etat de l'art et Cahier des charges*» débute par un tour d'horizon sur l'état de l'art de l'intégration des composants passifs pour l'électronique de puissance. Viennent ensuite, les méthodes de modélisation électromagnétique et thermique des composants passifs intégrés de type planar puis les travaux sur l'optimisation de composants passifs réalisés aux cours des années passées sont présentés. Ainsi, les difficultés rencontrées dans ce domaine sont résumées afin d'anticiper les problèmes que nous pourrions rencontrer au cours de notre étude. Dans une deuxième partie nous nous concentrons sur le composant LCT pour lequel les principes de conception et d'application ainsi que les travaux réalisés au G2Elab seront présentés. En dernière partie de ce chapitre, nous présentons le cahier de charge de notre optimisation, le principe de fonctionnement de la structure intégrant le LCT et la détermination des paramètres principaux du composant LCT à dimensionner.

Dans le second chapitre intitulé «*Modélisation électrodynamique des composants passifs*», nous aborderons la modélisation électromagnétique et électrodynamique des composants passifs. Tout d'abord l'application des méthodes de modélisation analytiques classiques des pertes cuivre telles que Dowell et Ferreira aux composants bobinés classiques et ensuite à un composant intégré multicouche sera effectuée. Les incompatibilités de ces méthodes avec les caractéristiques des composants intégrés nous obligent à utiliser une nouvelle méthode plus appropriée à la géométrie particulière des composants LCT. La méthode du schéma équivalent par plaques ou Lumped Elements Equivalent Circuit (LEEC) développée au sein de l'équipe d'Electronique de Puissance du G2Elab permet de modéliser le comportement électrodynamique des composants magnétiques planar par une simulation schématique. Cette méthode validée par des relevés expérimentaux réalisés sur un prototype de LCT réalisé au G2Elab permet de modéliser les pertes en fonctionnement du composant LCT. Ce modèle de pertes constituera une part importante de notre outil d'optimisation.

Au cours du troisième chapitre «*Modélisation thermique des composants passifs*», nous établirons les modèles permettant la représentation du comportement thermique des composants passifs planars. Ce chapitre se compose tout d'abord d'une synthèse des phénomènes intervenant lors d'un transfert thermique, ainsi, les principes de modélisation de la conduction, du rayonnement et de la convection seront présentés permettant par la suite une modélisation analytique thermique d'un composant planar refroidi par l'air ambiant. Ce modèle thermique,

validé par un travail expérimental simple dans un premier temps nous permettra de déterminer la température de travail du composant LCT en connaissant sa géométrie et les pertes calculées par le modèle de perte développé aux chapitre II. Ce modèle thermique constituera une deuxième partie importante de notre outil d'optimisation.

Le quatrième chapitre intitulé « *Optimisation du dimensionnement des composants passifs LCT* » présentera une procédure d'optimisation du dimensionnement des composants LCT. Ce chapitre présente tout d'abord un modèle géométrique du LCT qui décrit la géométrie particulière de ce type de composant, ce modèle est ensuite couplé avec le modèle de perte et le modèle thermique. L'outil d'optimisation est écrit sous Matlab en utilisant des algorithmes d'optimisation fournis par ce logiciel. Dans un deuxième temps nous effectuerons différentes optimisations du dimensionnement de ce composant afin de trouver les caractéristiques des matériaux les plus appropriées pour concevoir un LCT adapté à un cahier des charges donné.

Le dernier chapitre intitulé « *Validation expérimentale* » consiste à valider expérimentalement les résultats d'optimisation obtenus dans le chapitre IV. Les problèmes rencontrés lors des travaux expérimentaux sont analysés afin de mieux comprendre le comportement global du composant ainsi que de la structure dans laquelle il fonctionne. Un point sur les pertes et l'état thermique du composant LCT sera fait et comparé aux résultats de simulation.

Ce manuscrit s'achève par une synthèse des travaux effectués et des résultats obtenus. Cette synthèse sera aussi l'occasion d'aborder les apports de ce travail ainsi que les perspectives qu'il dégage.

# **Chapitre I**

## **Etat de l'art et Cahier des charges**



## Sommaire du chapitre

<b>Sommaire du chapitre.....</b>	<b>16</b>
<b>I.1. Intégration des composants passifs .....</b>	<b>17</b>
I.1.1. Technologies d'intégration .....	17
I.1.2. Matériaux pour l'intégration dans les PCB .....	20
<b>I.2. Modélisation électromagnétique.....</b>	<b>21</b>
I.2.1. Modélisation des pertes cuivre .....	22
I.2.2. Modélisation des pertes fer .....	26
I.2.3. Modélisation des effets parasites .....	30
I.2.4. Modélisation des comportements électrodynamiques .....	32
<b>I.3. Modélisation thermique des composants passifs.....</b>	<b>34</b>
I.3.1. Principe des méthodes .....	34
I.3.2. Etat de l'art de la modélisation thermique .....	35
<b>I.4. Optimisation du dimensionnement .....</b>	<b>40</b>
I.4.1. Principe.....	40
I.4.2. Etat de l'art de l'optimisation.....	41
<b>I.5. Cadre de l'étude : le composant LCT .....</b>	<b>43</b>
I.5.1. Principe de la conception.....	43
I.5.2. Composants LCT réalisés au G2Elab .....	45
<b>I.6. Cahier des charges de l'optimisation .....</b>	<b>48</b>
I.6.1. Structure du convertisseur utilisant le LCT .....	48
I.6.2. Principe de fonctionnement du convertisseur .....	49
I.6.3. Evaluation des paramètres principaux du composant LCT .....	52
<b>I.7. Conclusion .....</b>	<b>54</b>
<b>Références bibliographiques du chapitre.....</b>	<b>56</b>

## I.1. Introduction

Comme le précise l'intitulé du chapitre, nous allons aborder les problèmes concernant l'optimisation du dimensionnement des composants passifs intégrés pour l'électronique de puissance. Pour cela nous commençons par une brève présentation des tendances de l'intégration des composants passifs au cours des années précédentes, ainsi, les technologies et les principaux matériaux de l'intégration seront présentés. Dans un deuxième temps, nous ferons un état de l'art sur le problème de modélisation électromagnétique et thermique liés à l'optimisation des composants passifs. Les principaux travaux portant sur l'optimisation de ces composants seront présentés. Les deux dernières parties du chapitre consisteront en la présentation du cahier des charges de l'étude. En effet cette étude s'inscrit dans la continuité des travaux sur l'intégration hybride des composants passifs LCT réalisés au G2Elab. Nous allons pour cela récapituler le principe de la conception et de l'application de ces composants ainsi qu'un état de l'art des travaux réalisés au G2Elab. La dernière partie du chapitre permettra d'étudier le fonctionnement de la structure quasi résonnante et de déterminer les principaux paramètres du composant LCT dont le dimensionnement sera optimisé durant cette thèse.

## I.2. Intégration des composants passifs

De nombreuses techniques sont aujourd'hui à l'étude afin de réduire l'encombrement, simplifier la mise en œuvre et multifonctionnaliser les composants passifs. Hier, et aujourd'hui encore, ces composants étaient conçus et réalisés indépendamment puis implantés dans le circuit définitif. Demain cette méthodologie devra être profondément revue en intégrant la conception des composants passifs très tôt dans les choix technologiques de réalisation afin d'optimiser l'ensemble "connectique, passifs et actifs". Pour cela, deux niveaux d'intégration existent monolithique ou hybride visant à réaliser, dans un procédé technologique unique, l'ensemble d'un convertisseur de puissance. Dans la suite nous allons nous intéresser plus particulièrement à l'intégration hybride car cette technologie dispose aujourd'hui de quasiment tous les éléments nécessaires pour se développer. Reste à faire la démonstration de son intérêt tant économique que scientifique.

### I.2.1. Technologies d'intégration

#### *a) Les technologies PCB*

Les progrès importants faits par l'industrie du circuit imprimé grâce à l'avènement des matériaux fins flexibles (flex) ont permis, dans un premier temps, l'intégration dans le circuit

imprimé (PCB pour Printed Circuit Board) les bobinages des composants inductifs tels que les inductances ou les transformateurs. En effet l'usage de matériaux fins permet ainsi d'empiler le grand nombre de couches conductrices et isolantes que nécessite ce type de composants tout en gardant un encombrement réduit. Ce type de composant, appelé planar présente, de plus, l'avantage d'avoir une géométrie bien maîtrisée et parfaitement reproductible permettant de garantir, avec une très bonne précision, ses caractéristiques. Si l'on additionne à cette particularité le fait que ces composants sont mieux refroidis grâce à leur profil plat et plus simple à réaliser on obtient alors une technologie de fabrication très intéressante. Reste toutefois que le coût de réalisation des circuits imprimés multicouches est très élevé en raison des matériaux utilisés et de leurs difficultés de mise en œuvre faisant que cette technologie reste limitée aux applications à forte valeur ajoutée.

Afin de limiter le coût de réalisation des composants planar, de nombreux travaux ont montré comment optimiser l'utilisation des circuits imprimés. C'est le cas de [JON-06] qui présente les différentes techniques de réalisation de composants bobinés planar sur PCB soit par un pliage de circuits souples soit par un empilement de couches comme les montre la Figure I-1. D'autre part, il est montré dans [JON-08] qu'il est possible d'optimiser le coût du circuit imprimé d'un convertisseur de puissance intégrant un composant planar en mariant les deux technologies que sont le flex et le rigide (à base de FR4 matériau classiquement utilisé dans les PCB).

Au-delà de ces considérations de coût, il est possible d'aller plus loin dans la multifonctionnalisation des PCB. En effet, son rôle est aujourd'hui cantonné au support des composants électroniques et à leur interconnexion voire à leur refroidissement mais il peut remplir bien d'autres fonctions dès lors qu'on lui intègre des matériaux présentant des caractéristiques intéressantes. C'est ce que propose [HOF-00] [GOU-03] [JON-08] et bien d'autres encore [GER-00] [ZHA-01b] [WYK-05] en utilisant les propriétés diélectriques des matériaux isolants constituant les PCB. Le PCB devient alors le lieu d'un stockage d'énergie sous forme diélectrique pouvant participer, par exemple, à la réalisation d'une cellule de résonance d'une alimentation à découpage. Le stockage magnétique intégré au PCB est lui aussi envisageable grâce à l'insertion de couches magnétiques ferrite, fer-nickel voire nanocristallines. Ces techniques sont encore de l'ordre de la recherche mais devraient bientôt apparaître dans les applications.

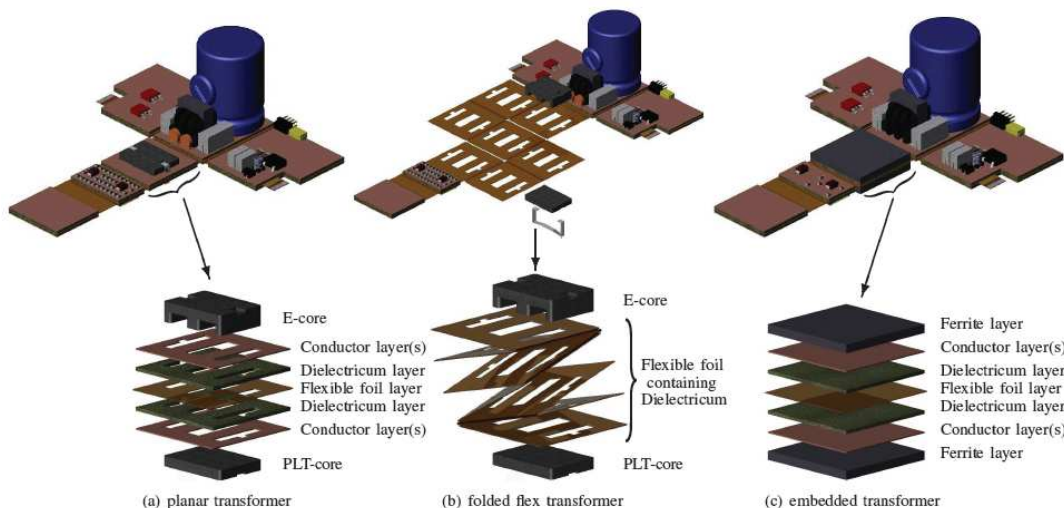


Figure I-1. Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB [JON-06]

***b) La technologie LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics)***

Autrefois cantonnée aux usages des circuits RF, la technique LTCC est maintenant accessible pour des réalisations en électronique de puissance [LIM-07] [WAN-09]. Ainsi, la société Thales propose des ferrites réalisées par un alliage de NiZnCu permettant d'abaisser leur température de frittage aux alentours de 900°C [ALV-05]. Grâce à cette innovation, la réalisation de circuits multicouches mariant trois types de matériaux : de l'argent pour la réalisation des conducteurs, des ferrites NiZnCu et des céramiques diélectriques du type BaTiO3 le tout empilé et cofritté à basse température par la technique LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics) devient envisageable Figure I-2.

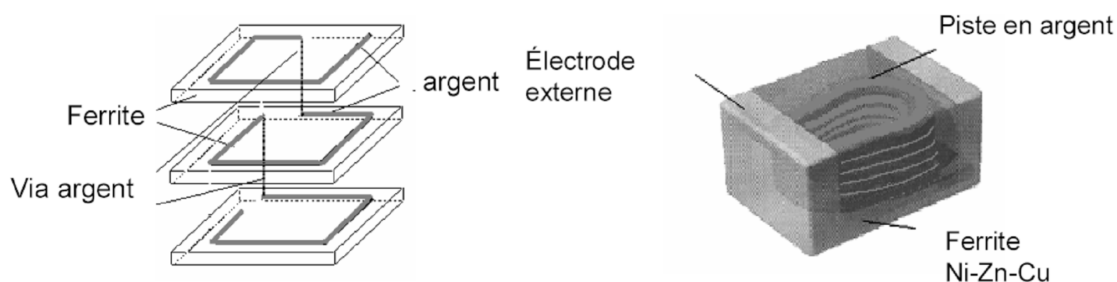


Figure I-2. Inductance intégrée réalisée par la technique LTCC. Le bobinage et le noyau magnétique sont cofrittés à basse température.

Cette association est aussi rendue possible grâce à la technique du frittage flash ou technique SPS (Spark Plasma Sintering) [EST-06]. Grâce au faible temps de frittage que nécessite la mise en œuvre des matériaux par cette technique en raison d'une montée en température rapide liée à la technique de chauffage par plasma, le SPS autorise la réalisation de dispositifs multi matériaux sans, pour autant, constater des phénomènes d'inter diffusion présents lors de l'utilisation de techniques de frittage classique et plus longues. Des empilements de matériaux diélectrique, magnétique et conducteur ont ainsi pu être réalisés sur la machine SPS2080 de la plate-forme nationale de frittage flash du CNRS.

Ces techniques de co-frittage présentent un fort potentiel pour l'intégration hybride des composants passifs et des efforts importants sont actuellement faits dans ce sens pour passer de la phase de mise en œuvre des matériaux à celle de la réalisation de composants.

## **I.2.2. Matériaux pour l'intégration dans les PCB**

Une large palette de matériaux présentant des caractéristiques diélectriques intéressantes est actuellement proposée par de grandes entreprises telles que Dupont™ ou 3M™. Ces matériaux se présentant sous forme de film d'une épaisseur de quelques dizaines de micromètres en général métallisés sur les deux faces par des couches de cuivre sont directement exploitables dans les circuits imprimés. Ces produits, développés au départ pour l'industrie de l'électronique et pouvant servir de capacité de découplage d'alimentation directement intégrée dans le PCB, présentent des caractéristiques pouvant intéresser des applications de puissance notamment dans le cas des alimentations à résonance. Deux technologies sont présentes sur le marché. La première proposée par Dupont™ est constituée de film de polyimide (Kapton) d'une épaisseur pouvant descendre jusqu'à  $12\mu m$ . Ce matériau présente l'avantage de posséder une très bonne tenue diélectrique ( $300kV/mm$ ) lui permettant d'adresser, même avec des films de faible épaisseur, des applications de forte tension (qq 1000V). En revanche sa relativement faible permittivité relative (4 à 5) limite les valeurs de capacités pouvant être intégrées. Afin d'améliorer ce deuxième point les constructeurs Dupont™ et 3M™ proposent une deuxième technologie de film présentant dans leur composition une part de Titanate de Barium ( $BaTiO_3$ ) permettant d'améliorer grandement la permittivité relative. Chez Dupont™, le film HK10 est réalisé à base de polyimide chargé en  $BaTiO_3$  d'une permittivité relative de 10 et d'une épaisseur relativement faible ( $25\mu m$ ) faisant que ce produit ne présente d'intérêt que pour des application haute tension (plus de  $5kV$ ). Le produit C-Ply proposé par 3M est, quant à lui, réalisé à base d'un film époxy chargé, lui aussi, en  $BaTiO_3$  de permittivité relative de 14 et d'une épaisseur de  $8\mu m$ . Ces deux caractéristiques font de lui le meilleur candidat pour la réalisation de capacité de forte valeur. Toutefois, sa faible tenue diélectrique font qu'il devra se cantonner aux applications de très faible tension (moins de 100V). Afin de répondre aux besoins des applications intermédiaires de nouveaux produits vont devoir être développés par les fabricants.

Tableau I-1. MATERIAUX DIELECTRIQUES TYPIQUES POUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS MULTICOUCHES

Marque	Nom de matériaux	Epaisseur d'isolant (µm)	Epaisseur de cuivre (µm)	Rigidité diélectrique (kV/mm)	Permittivité relative du diélectrique	Capacité surfacique (nF/cm <sup>2</sup> )
<b>Dupont™ Interra®</b>	HK0425	25	18 ; 36 ; 72	240	3,5	0,12
	HK04J18	18	18 ; 36 ; 72	280	4,5	0,22
	HK04J12	12	18 ; 36 ; 72	320	5,5	0,41
	HK102536R	25	36	280	10	0,35
	HK111436R	14	35	320	11	0,70
<b>Dupont™ Pyrallyx®</b>	AP9111	25	9 ; 12 ; 18 ;	240	3,4	0,12
	AP9121	50	35 ; 70			0,06
	AP9131-	75 ; 100;	18 ; 35 ; 70	240	3,4	0,04-
	AP9161	125 ; 150				0,02
<b>3M™</b>	C-Ply	8	35	10	14	1,55
<b>R&amp;D</b>	BaTiO <sub>3</sub>	18	35	1	18	1,94

### I.3. Modélisation électromagnétique

La connaissance des comportements électromagnétiques est un des premiers pas de notre étude sur l'optimisation des dispositifs électromagnétiques. Pour cela nous allons nous intéresser aux phénomènes principaux ayant lieu dans les composants, à savoir les effets résistifs provoquant les pertes et les effets inductifs et capacitifs qui sont à l'origine des comportements "parasites". La connaissance de ces comportements nous permet d'optimiser le fonctionnement et le dimensionnement mais aussi d'éviter les inconvénients et d'exploiter les avantages des phénomènes "parasites".

De nombreux outils permettent de modéliser finement le comportement électromagnétique d'un composant. C'est le cas notamment des outils de simulation par éléments finis. Toutefois, pour arriver à ces résultats, ces outils requièrent une définition fine du système à simuler et sont consommateur de puissance de calcul faisant qu'ils sont très complexes à intégrer dans des procédures d'optimisation. Compte tenu du contexte de ce travail tourné vers l'optimisation des composants planars, il est important que nous puissions disposer de modèles analytiques décrivant le plus finement possible le comportement du composant tout en limitant les temps de calcul.

Un composant passif mixte, comme tous les dispositifs d'électronique de puissance, dissipe des pertes au cours de son fonctionnement. Ces pertes ont pour origine les trois parties qui le constituent : le circuit magnétique, les bobinages et les isolants. Les pertes dites cuivre sont liées à la partie bobinage, les pertes fer sont celles dans le circuit magnétique et les pertes diélectriques prennent naissance dans les isolants. Nous allons dans la suite faire un tour d'horizon des méthodes de modélisation pouvant être exploitées dans le cadre de ce travail. Les aspects principaux de la modélisation analytique des composants passifs seront abordés, à savoir la modélisation des pertes cuivre, des pertes fer, des pertes diélectriques et des effets parasites. Enfin, la modélisation de l'ensemble des comportements du composant permettant de représenter les phénomènes principaux par un schéma à constantes localisés sera présentée. Ce sera cette méthode de modélisation qui sera choisie, dans la suite, pour effectuer la modélisation électrodynamique de composants passifs dans notre étude.

### **I.3.1. Modélisation des pertes cuivre**

En raison de l'effet de peau et de l'effet de proximité, on observe un accroissement important des pertes cuivre lorsque la fréquence de travail augmente. L'origine de l'effet de peau est lorsqu'un courant circule dans un conducteur, il crée un champ magnétique à l'intérieur de ce conducteur. Ce champ, qui n'est plus négligeable à partir d'une certaine fréquence pour un matériau de conducteur déterminé, impose au courant de se concentrer sur la périphérie du conducteur. Plus la fréquence est grande, plus cet effet est important.

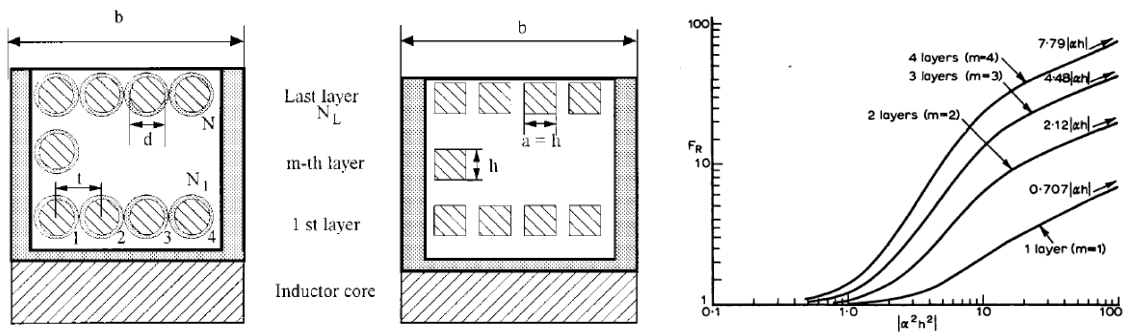
L'effet de proximité apparaît, quand à lui, lorsqu'un conducteur « A » est placé à proximité d'un autre conducteur « B » parcouru par un courant. Le champ créé par le courant circulant dans conducteur B va créer un courant induit dans le conducteur A et provoquer des pertes supplémentaires à l'intérieur de ce conducteur. Lorsque plusieurs conducteurs parcourus par des courants sont placés à proximité les uns des autres, comme dans les enroulements des composants bobinés, ils subissent les deux effets précédents. Chaque conducteur est le siège des pertes dues à l'effet de peau créé par le courant lui-même et provoque des pertes dues à l'effet de proximité dans tous les conducteurs voisins. Une méthode de modélisation analytique doit prendre en compte essentiellement ces deux phénomènes. Afin de déterminer les pertes totales dans les enroulements nous allons présenter ci-dessous différentes méthodes pouvant être utilisées.

#### ***a) Modélisation par la méthode de Dowell et ses dérivées***

En 1966, P.L. Dowell a présenté une méthode analytique permettant de déterminer la résistance série d'un transformateur à deux enroulements [DOW-66]. Cette méthode est actuellement la plus utilisée pour la modélisation analytique des pertes cuivre dans les composants bobinés. Cette méthode se base sur l'approximation d'un champ magnétique

unidirectionnel dans la fenêtre de bobinage, tangent à la surface des couches conductrices. En rassemblant les conducteurs d'une couche du bobinage en une plaque équivalente et en adaptant sa conductivité puis en considérant les plaques comme parcourues par un courant uniforme et, enfin, en calculant les champs propres et de proximité de chaque couche par le théorème d'Ampère, Dowell a résolu les équations de Maxwell à une dimension et a développé des formules de la résistance apparente et de l'inductance de fuite d'une association de plusieurs plaques conductrices connectées en série. Pour que cette formulation soit représentative de la réalité, plusieurs hypothèses doivent être vérifiées :

- ✚ Les couches conductrices doivent remplir toute la fenêtre de bobinage.
- ✚ L'épaisseur d'une couche est bien plus faible que son rayon de courbure.
- ✚ Le circuit magnétique présente une perméabilité élevée.
- ✚ Toutes les couches d'une portion d'enroulement ont la même épaisseur.
- ✚ Le couplage capacitif des enroulements peut être négligé.



a. Conception typique d'un transformateur permettant d'appliquer la méthode de Dowell [REA-02]

b. Evolution de la résistance d'un bobinage en fonction de la fréquence [DOW-66]

### Figure I-3. Modélisation des pertes cuivre par la méthode de Dowell

L'expression initiale de la résistance  $R_{AC}$  d'un enroulement de  $m$  plaques conductrices connectées en série est :

$$R_{AC} = R_{DC} \cdot \left[ M' + \frac{(m^2 - 1)}{3} \cdot D' \right] \quad \text{Eq. I-1}$$

Où  $R_{DC}$  et  $R_{AC}$  sont les résistances en continu et en haute fréquence du bobinage.  $M'$  et  $D'$  sont des fonctions de l'épaisseur de la plaque  $h$  et de l'épaisseur de peau  $\delta$  :



$$\alpha = \sqrt{j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \sigma} = \frac{1+j}{\delta}$$

$$M = \alpha h \cdot \coth(\alpha h) = M' + j \cdot M'' \quad \text{Eq. I-2}$$

$$D = 2\alpha h \cdot \tanh\left(\frac{\alpha h}{2}\right) = D' + j \cdot D''$$

Les plaques peuvent être modélisées séparément et, selon cette approche, la résistance de la  $m$ -ième plaque est calculée par l'expression suivante [PER-79]:

$$R_{AC} = R_{DC} \cdot \frac{\xi}{2} \left[ \frac{\sinh \xi + \sin \xi}{\cosh \xi - \cos \xi} + \frac{2}{3} (m^2 - 1) \frac{\sinh \xi - \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi} \right] \quad \text{Eq. I-3}$$

Où  $\xi$  est une grandeur sans dimension représentant l'épaisseur de la plaque adaptée en fonction de l'épaisseur de peau :

$$\xi = \frac{d\sqrt{\pi}}{2 \cdot \delta} \quad \text{Eq. I-4}$$

Selon A. Reatti et M. K. Kazimierczuk l'approximation du champ magnétique tangentiel aux plaques conductrices n'est valable que pour des composants ayant une fenêtre de bobinage bien remplie [REA-02]. En introduisant un facteur de porosité des conducteurs  $\eta = d/t$  (Figure I-3a), ils ont conclu que la méthode de Dowell n'est valable que pour  $\eta \geq 0,7$ . En 1994, dans une étude visant à améliorer la précision de l'expression Eq. I-4, J.A. Ferrera a introduit le facteur de porosité et réarrangé la formule de Dowell pour obtenir une expression de la résistance de  $m$ -ième du bobinage comprenant l'effet de porosité et de foisonnement des enroulements [FER-94] :

$$R_{AC} = R_{DC} \frac{\xi(\eta)}{2} \left[ \frac{\sinh \xi(\eta) + \sin \xi(\eta)}{\cosh \xi(\eta) - \cos \xi(\eta)} + \eta^2 (2m-1)^2 \frac{\sinh \xi(\eta) - \sin \xi(\eta)}{\cosh \xi(\eta) + \cos \xi(\eta)} \right] \quad \text{Eq. I-5}$$

Où :

$$\delta(\eta) = \frac{1}{\sqrt{j \cdot \omega \cdot \mu \cdot \sigma \cdot \eta}} \quad \text{Eq. I-6}$$

Une limite principale des formulations du modèle de pertes de Dowell est qu'elle est calculée au départ pour des conducteurs rectangulaires. Des approximations doivent être faites pour l'appliquer aux conducteurs ronds. Afin d'estimer plus précisément les pertes des enroulements utilisant des conducteurs ronds, Ferreira a présenté un autre modèle de pertes que nous allons aborder dans la suite.

### b) Modélisation par la méthode de Ferreira et ses dérivées

Dans les années 1990, J.A. Ferreira a travaillé sur la modélisation des pertes cuivre des composants passifs haute fréquence, il a proposé une méthode de détermination des pertes cuivre d'un composant bobiné se basant sur la solution exacte des courants induits dans un conducteur cylindrique en utilisant des fonctions de Kevin – Bessel [FER-94]. Elle est typiquement utilisée pour déterminer les pertes dans les conducteurs bobinés de type rond (fils cylindriques émaillés, fils de Litz). Le théorème d'orthogonalité a été appliqué pour calculer les pertes provenant des deux origines distinctes : les pertes dues à l'effet de peau et les pertes dues à l'effet de proximité. L'expression de la résistance de la  $m$ -ième couche d'un enroulement s'écrit alors comme précisé Eq. I-7 où  $\gamma = d / \delta \sqrt{2}$  est une grandeur sans dimension.

$$R_{ac} = \frac{R_{dc} \cdot \gamma}{2} \left[ \begin{array}{l} \frac{ber(\gamma) \cdot bei'(\gamma) - bei(\gamma) \cdot ber'(\gamma)}{ber^2(\gamma) + bei^2(\gamma)} - \\ -2\pi(2m-1)^2 \frac{ber_2(\gamma) \cdot ber'(\gamma) - bei_2(\gamma) \cdot bei'(\gamma)}{ber^2(\gamma) + bei^2(\gamma)} \end{array} \right] \quad \text{Eq. I-7}$$

En se basant sur l'utilisation des fonctions de Bessel. A. Reatti et M. K. Kazimierczuk ont proposé une expression améliorant la précision de la détermination de la résistance d'un enroulement en introduisant le facteur de porosité des conducteurs [BAR-96]. L'expression suivant présente la résistance d'un enroulement de  $N_l$  couches de conducteurs ronds au coefficient de porosité  $\eta$  :

$$R_{ac} = \frac{R_{dc} \cdot \gamma}{2} \left[ \begin{array}{l} \frac{ber(\gamma) \cdot bei'(\gamma) - bei(\gamma) \cdot ber'(\gamma)}{ber^2(\gamma) + bei^2(\gamma)} - \\ -2\pi \cdot \eta^2 \left[ \frac{4(N_l^2 - 1)}{3} + 1 \right] \frac{ber_2(\gamma) \cdot ber'(\gamma) - bei_2(\gamma) \cdot bei'(\gamma)}{ber^2(\gamma) + bei^2(\gamma)} \end{array} \right] \quad \text{Eq. I-8}$$

Les méthodes de Dowell et de Ferreira sont les deux méthodes les plus connues pour la détermination des pertes des composants magnétiques bobinés. Xi Nan et C. R. Sullivan ont montré que l'utilisation de la formulation de la résistance par la méthode de Ferreira est plus précise pour les composants dont le bobinage est lâche tandis que celle de Dowell est plus précise pour les composants dont le bobinage est dense [NAN-03].

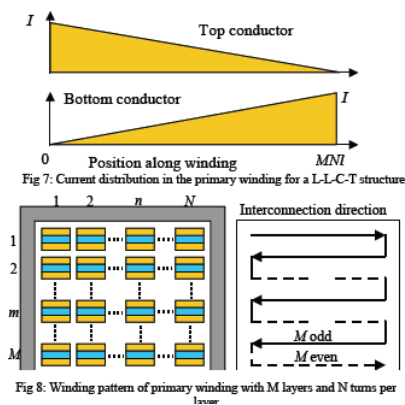
### c) Autres méthodes

Différentes méthodes de détermination des pertes dans les bobinages des composants passifs haute fréquence ont été développés après les études de Dowell et de Ferreira [URL-89] [REA-02]. La plupart des méthodes présentées sont basés sur l'approximation unidirectionnelle du champ magnétique dans la fenêtre de bobinage comme les deux méthodes présentées. Toutefois elles apportent des améliorations dans des domaines précis d'utilisation. Certaines s'intéressent à l'utilisation de ces approches pour des excitations non sinusoïdales [VEN-84]

[VAN-88] [HUR-00], d'autres s'intéressent à l'influence de la thermique sur les pertes cuivre [COO-86]. Différents auteurs ont étudié l'approche 2D et 3D du champ magnétique afin de représenter les pertes dues aux courants induits dans les enroulement en obtenant des expressions semi analytiques [SUL-01] [ACK-01]. Pourtant la complexité du problème rend ces méthodes peu intéressantes pour une boucle d'optimisation. Dans les travaux sur la modélisation des pertes des composants intégrés planar développés par J. T. Strydom et J. D. van Wyk dans [STR-02b] les auteurs se sont appuyés sur le théorème d'orthogonalité pour séparer les effets de peau des effets de proximité afin de trouver l'expression des pertes dans les bobinages planars. Ils ont ainsi obtenu l'expression de pertes cuivre d'un enroulement planar de  $M$  couches et  $N$  spires par couche présentée ci-dessous :

$$P = I^2 \cdot R_{DC} \frac{\nu}{12} \left[ 3 \frac{\sinh \nu + \sin \nu}{\cosh \nu - \cos \nu} + \frac{\sinh \nu - \sin \nu}{\cosh \nu + \cos \nu} N(4M^2 - 1) \right] \quad \text{Eq. I-9}$$

Où  $\nu = h / \delta$  est une grandeur sans dimension représentant l'influence de l'épaisseur des couches du planar et de l'épaisseur de peau à la fréquence donnée sous une excitation sinusoïdale.



**Figure I-4. Distribution du courant des enroulements des composants intégrés hybrides multicouches [STR-02b]**

Dans le cas où des bobinages sont en parallèle et que des effets capacitifs se manifestent entre eux (Figure I-4), il est possible de retenir l'hypothèse d'une distribution linéaire du courant dans chaque enroulement permettant ainsi de déterminer l'amplitude du courant à chaque point des bobinages. Le calcul des pertes dans ces deux enroulements est ensuite réalisé en appliquant l'expression Eq. I-9 et en prenant en compte cette distribution.

Pour des excitations non sinusoïdales, les analyses de Fourier des signaux sont utilisées pour déterminer des pertes liées aux différentes harmoniques mais l'expression analytique devient alors très complexe. Enfin, cette méthode ne prend pas en compte l'effet du foisonnement des bobinages et n'est donc précise que pour des composants dont le bobinage est dense et lorsque le composant ne présente pas d'entrefer.

### I.3.2. Modélisation des pertes fer

Le circuit magnétique d'un composant passif sert à canaliser les lignes de champs magnétique. Pour cela, les matériaux utilisés doivent présenter une perméabilité relative élevée et posséder un niveau d'induction à saturation important. Les pertes dites "pertes fer" dont ils

sont le siège sont dues aux phénomènes d'hystérésis et de courants induits. Dans ce paragraphe, un bref état de l'art concernant les pertes fer sera abordé.

**a) Méthode de Steinmetz**

En 1982, C.P. Steinmetz a donné un modèle analytique qui est actuellement la formulation la plus utilisée pour la prédiction des pertes fer dans les matériaux magnétiques [STE-84]. Selon lui, les pertes fer dépendent principalement de la fréquence de travail et de l'induction maximale selon l'expression suivante (appelé souvent OSE ou Original Steinmetz Equation) :

$$P_v = k \cdot f^\alpha \cdot B_m^\beta \tag{Eq. I-10}$$

Où  $P_v (W / m^3)$  représente les pertes fer volumique du composant à la fréquence  $f$  et  $B_m$  est la valeur maximale de l'induction dans le noyau. Les coefficients  $k, \alpha, \beta$  sont déterminés pour des matériaux typiques et sont souvent fournis par les fabricants ou par des mesures réalisées sur le matériau.

Cette méthode peut être complétée pour prendre en compte l'augmentation des pertes liées à l'augmentation de la température de travail du matériau magnétique [ABL-96], l'expression des pertes fer en fonction de la température  $T$  est alors représentée par l'expression Eq. I-1 pour laquelle les coefficients des matériaux typiques sont donnés dans le Tableau I-2 :

$$P_v(T) = C_m \cdot f^x \cdot B^y \cdot (ct_2 \cdot T^2 - ct_1 \cdot T + ct) \tag{Eq. I-11}$$

Tableau I-2. COEFFICIENTS DE L'EQUATION DE STEINMETZ POUR DIFFERENTS MATERIAUX [ABL-96]

Material grade	Frequency in kHz	Cm	x	y	ct2 * 10 <sup>4</sup>	ct1 * 10 <sup>2</sup>	ct
3 C 80	10 - 100	16.7	1.3	2.5	1.17	2.0	1.83
3 C 85	20 - 100	11	1.3	2.5	0.91	1.88	1.97
	100 - 200	1.5	1.5	2.6	0.91	1.88	1.97
3 F 3	20 - 300	0.25	1.6	2.5	0.79	1.05	1.26
	300 - 500	2 * 10 <sup>-2</sup>	1.8	2.5	0.77	1.05	1.28
	500 - 1000	36 * 10 <sup>-7</sup>	2.4	2.25	0.67	0.81	1.14
3 F 4	500 - 1000	12 * 10 <sup>-2</sup>	1.75	2.9	0.95	1.10	1.15
	1000 - 3000	11 * 10 <sup>-9</sup>	2.8	2.4	0.34	0.01	0.67

La restriction principale de l'application du modèle de Steinmetz pour l'électronique de puissance est que les caractérisations fournies par les constructeurs sont effectuées avec des excitations sinusoïdales. Une décomposition en série de Fourier de l'induction peut être utilisée mais la complexité de l'expression et les non linéarités des pertes restreignent alors son intérêt.

La solution est alors de la reformuler pour préciser les pertes sans avoir besoin de caractérisations supplémentaires. L'objectif étant alors de prendre en compte l'impact de la vitesse de variation de l'induction dans le noyau sur les mécanismes des pertes.

### ***b) Différentes méthodes dérivées de celle de Steinmetz***

En 1999, J. Reinert et al. ont proposé une méthode appelé MSE (Modified Steinmetz Equation) [REI-99]. Selon cette approche, un terme de fréquence équivalente  $f_{eq}$  est utilisé pour intégrer la vitesse moyenne de magnétisation du noyau. Pour une forme d'ondes quelconque, la fréquence équivalente se déduit de la moyenne quadratique de  $dB/dt$  :

$$f_{eq} = \frac{2}{\Delta B^2 \pi^2} \int_0^T \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 dt \quad \text{Eq. I-12}$$

Les pertes sont alors supposées uniquement liées à l'hystérésis ce qui implique que la puissance dissipée dépend linéairement de la fréquence Eq. I-13.

$$P_v = (k \cdot f_{eq}^{\alpha-1} \cdot B_m^\beta) f_r \quad \text{Eq. I-13}$$

Où les coefficients  $k, \alpha, \beta$  restent inchangés par rapport au modèle OSE de Steinmetz et  $f_r$  est la fréquence fondamentale de l'excitation.

En 2010, J. Li, T. Abdallah, et C. Sullivan proposent une nouvelle approche appelée GSE (Generalized Steinmetz Equation) [LI-01] afin d'éviter les erreurs de la méthode MSE. Cette nouvelle approche ne prend pas seulement en compte la variation de l'induction dans le noyau mais encore la valeur instantanée de cette grandeur. Les pertes fer volumiques dans un noyau sous une excitation quelconque sont données par l'expression suivante :

$$P_v = \frac{1}{T} \int_0^T k_1 \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha \cdot B(t)^{\beta-\alpha} \cdot dt \quad \text{Eq. I-14}$$

Où le coefficient  $k_1$  est déterminé à partir de celui de l'OSE et de l'angle  $\theta$  de la phase d'une excitation sinusoïdale quelconque selon l'expression suivante :

$$k_1 = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \cdot \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha \cdot |\sin \theta|^{\beta-\alpha} \cdot d\theta} \quad \text{Eq. I-15}$$

Pour autant la formulation GSE, ne prend pas en compte la dépendance des pertes fer aux valeurs maximale et minimale de fonctionnement du matériau et devient imprécise dans certains cas. Pour corriger ce point, la valeur instantanée de l'induction  $B(t)$  est donc remplacée par  $\Delta B = B_{\max} - B_{\min}$  dans [VEN-02]. Ainsi, en 2004, A. Van den Bossche et al. ont proposé une nouvelle expression prenant en compte tous ces phénomènes [BOS-04] conduisant à une

nouvelle méthode appelée NSE (Natural Steinmetz Extension) permettant de déterminer les pertes fer et présentée Eq. I-16 :

$$P_v = \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^{\beta-\alpha} \frac{k_N}{T} \int_0^T \left|\frac{dB}{dt}\right|^\alpha .dt \quad \text{Eq. I-16}$$

Avec:

$$k_N = \frac{k}{(2.\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha .d\theta} \quad \text{Eq. I-17}$$

### c) Autre méthode

Une autre approche de détermination de pertes fer différent que celle de Steinmetz est présentée par J.P. Keradec et al [BES-08]. Cette approche utilise la perméabilité complexe du matériau magnétique donnée par constructeur. L'expression suivante permet de déterminer l'impédance magnétique  $Z_m$  comprenant les pertes fer d'un noyau magnétique sous une excitation sinusoïdale de pulsation  $\omega$  :

$$Z_m = j\omega L_m + R_m = \omega L_m \left( j + \frac{\mu_s''}{\mu_s'} \right) \quad \text{Eq. I-18}$$

Où  $\mu_s'$  et  $\mu_s''$  sont les parties réelle et imaginaire de la perméabilité complexe du matériau. Ces données sont fournies par les fabricants comme présentés Figure I-5 pour le matériau 3F de chez Ferroxcube. L'inductance magnétique  $L_m$  est déterminée en fonction la géométrie du noyau en considérant un enroulement de  $N$  spires bobinées autour d'un noyau de section  $A_e$  et de longueur effective du chemin magnétique  $l_e$ . Les fabricants, quant à eux, fournissent le coefficient de l'inductance magnétique  $A_L$  des noyaux commercialisés.

$$L_m = \mu_0 \cdot \mu_r \frac{A_e}{l_e} \cdot N^2 = A_L \cdot N^2 \quad \text{Eq. I-19}$$

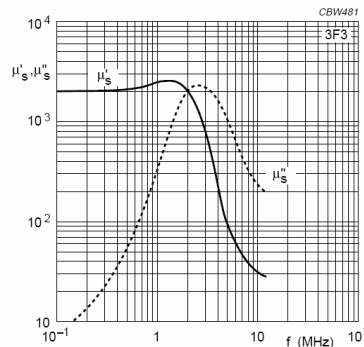


Figure I-5. Perméabilité complexe de la ferrite 3F3

Cette approche a aussi été utilisée pour réaliser un schéma électrique à constantes localisées équivalent permettant de déterminer les pertes fer des noyaux magnétiques ferrites 3F3 ayant un entrefer [LAI-10]. Les étapes conduisant à ce schéma seront expliquées plus en détail au chapitre II.

### **I.3.3. Modélisation des effets parasites**

Les effets parasites représentés par les inductances de fuite et les capacités parasites influencent fortement le comportement électrodynamique des composants passifs. Les surtensions liées aux inductances de fuite, les surintensités ayant pour origine les capacités parasites peuvent dégrader le fonctionnement des alimentations à découpage. Ces effets sont indésirables dans les convertisseurs à commutation forcée mais peuvent être utilisés dans les convertisseurs à résonance. Malgré tout la complexité de ces effets rend leurs modélisations analytiques difficiles notamment dans le cas d'une procédure d'optimisation des composants passifs car ils sont fortement liés à des données géométriques du composant. Dans la suite, nous allons aborder quelques travaux concernant la modélisation des effets parasites dans les composants passifs multicouches.

#### ***a) Modélisation de l'inductance de fuite***

La modélisation analytique de l'inductance de fuite a été étudiée dans les composants bobinés conventionnels par [DOW-66] [HUR-94] [FER-06]. Le principe de cette modélisation se base sur un calcul de l'énergie du champ magnétique dans la fenêtre de bobinage. Pour cela, la modélisation analytique adopte des hypothèses simplificatrices, notamment sur le foisonnement des bobinages ; les conducteurs doivent remplir complètement la fenêtre de bobinage afin de simplifier la distribution de champs magnétiques qui est, de plus, considéré unidirectionnel. Cette hypothèse est aussi adoptée dans [OUY-09] pour modéliser l'inductance de fuite des transformateurs planars. Ainsi, les auteurs ont développé des formules analytiques simples pour l'inductance de fuite d'un transformateur multicouche.

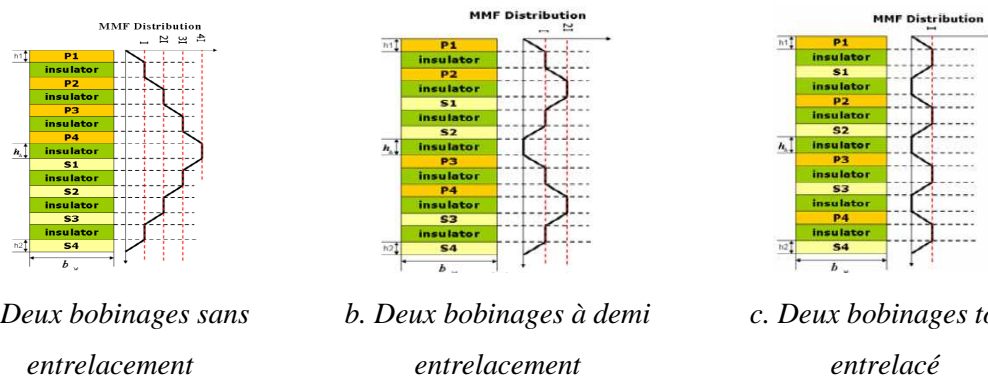
Tout d'abord l'analyse se base sur le calcul de l'énergie magnétique dans la fenêtre de bobinage comme présenté dans l'expression suivante :

$$E_{energy} = \frac{1}{2} L_f I_1^2 = \frac{1}{2} \int_{total} BHdV = \frac{\mu_0}{2} \sum \int_0^h H^2 l_w b_w dx \quad \text{Eq. I-20}$$

Pour des bobinages à géométrie axisymétrique, la distribution des ampères-tours (ou la force électromotrice) le long de l'axe de la hauteur de la fenêtre de bobinage des composants planars est simplement déduite permettant de calculer le champ  $H(x)$  et donc l'inductance de fuite du composant. Le modèle est très simple mais permet de connaître le comportement de

l'inductance de fuite en fonction de différents paramètres géométriques. Ces évolutions sont décrites ci-dessous :

- ✚ L'inductance de fuite du composant augmente lorsque l'épaisseur des couches de cuivre ou celle des couches isolantes augmente.
- ✚ L'entrelacement des couches des bobinages primaire et secondaire permet de diminuer l'inductance de fuite du composant. Le Figure I-6 montre trois cas de conception des couches sans ou avec entrelacement. L'inductance de fuite est minimale dans le cas où tous les bobinages sont entrelacés.



**Figure I-6. Distribution des ampères-tours dans un transformateur multicouche [OUY-09]**

La méthode présentée dans [OUY-09] n'est valable que pour les composants dont la distribution des ampères-tours est symétrique dans la fenêtre de bobinage. Cette méthode ne permet pas non plus d'analyser l'influence de la perméabilité de différents matériaux utilisés dans les conducteurs ou isolants des enroulements. Dans une étude approfondie sur le calcul analytique de l'inductance de fuite d'un composant magnétique à géométrie complexe, X. Margueron, J-P. Keradec, et al ont développé une méthode plus générale se basant sur la distribution bidimensionnelle de champ magnétique [MAG-10]. Selon cette approche, les sections rectangulaires des spires des bobinages sont prises en comptes dans le calcul de l'énergie magnétique en utilisant les expressions analytiques de la méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit). La méthode peut être appliquée à un composant planar quelconque et les analyses permettent d'obtenir des expressions analytiques. Pourtant la complexité de mise en œuvre restreint beaucoup l'intérêt de cette méthode.

### ***b) Modélisation des capacités parasites***

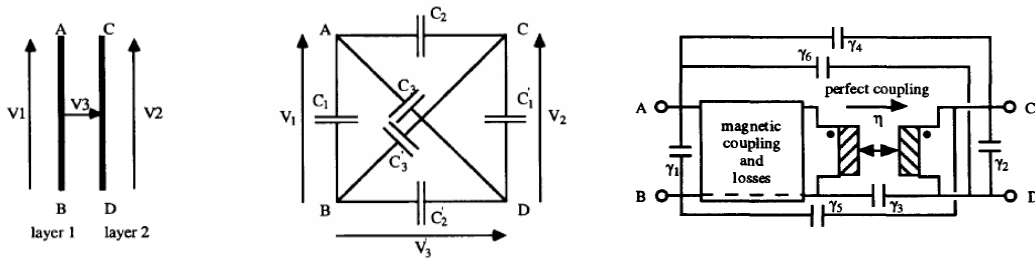
Le principe de la modélisation analytique des effets électrostatiques représentant les capacités parasites d'un composant bobiné se base sur le calcul de l'énergie du champ électrique dans les couches isolantes des enroulements [LAV-91] [BLA-94] [DUE-01]. Suivant cette approche on peut écrire un bilan de cette énergie en fonction de la distribution du champ



électrique et en fonction des différents potentiels  $V_1, V_2, V_3$  d'un système de deux plaques conductrices en vis à vis (Figure I-7a) :

$$E_{energy} = \frac{1}{2} \iiint_{\Omega} E^2 d\Omega = \frac{1}{2} [aV_1^2 + bV_2^2 + cV_3^2 + dV_1V_2 + eV_2V_3 + fV_1V_3] \quad \text{Eq. I-21}$$

Cette approche permet, selon J.P. Keradec et al [LAV-91] de représenter le système électrostatique par un circuit équivalent à six capacités présenté Figure I-7b. Le comportement électrostatique global d'un composant à deux couches est représenté Figure I-7b [BLA-94] où le bloc des capacités est ajouté aux modèles des couplages magnétiques et des pertes. Pourtant cette analyse globale n'est pas applicable aux composants multicouches car un tel système nécessite des modélisations électrostatiques au niveau des couches [BES-08].



a. Différents potentiels d'un sys. de 2 plaques

b. Circuit équivalent à six capacités

b. Couplage capacitif d'un transformateur à 2 enroulements

**Figure I-7. Modélisation des capacités parasites [LAV-91] [BLA-94]**

Pour l'étude des couplages capacitifs des composants magnétiques planars B. Ackermann, A. Lewalter ont ajouté l'impact du nombre et de la direction des spires des couches conductrices aux systèmes de six capacités [ACK-04]. Les modifications de la valeur des capacités élémentaires du système de six capacités permettent d'améliorer la précision du modèle analytique des couplages capacitifs. Les auteurs ont aussi présenté un modèle des pertes diélectriques en évaluant la distribution du courant dans les capacités du système en fonction des variations de différents potentiels. Pourtant l'utilisation des décompositions en série de Fourier pour l'analyse d'excitations non sinusoïdales rend le problème complexe et restreint l'intérêt de cette méthode.

### I.3.4. Modélisation des comportements électrodynamiques

La connaissance des comportements électriques d'un composant passif ayant des interfaces avec d'autres éléments dans un convertisseur présente un grand intérêt pour les électroniciens de puissance. On parle ici de la modélisation électrodynamique des composants passifs et traditionnellement cette modélisation n'est effectuée que par des simulations par éléments finis ou PEEC et est interfacée avec un simulateur schématique. Afin d'avoir un

modèle analytique simple et léger, quelques auteurs ont recherché un schéma électrique équivalent au composant visant à modéliser les comportements électrodynamiques du celui-ci, on peut citer ici les travaux de J. M. Lopera, M. J. Prieto et al [LOP-03] ou de M. Arab, E. Laboure, F. Costa [ARA-05] mais aussi J. P. Keradec et al [SCH-98] [SCH-00] [MAG-06] [BES-08]. Cette approche de modélisation se base sur la solution des équations de Maxwell des couches conductrice, diélectrique et magnétique du composant. Une représentation de la plaque par un circuit électrique équivalent à constantes localisées permet de modéliser les phénomènes électromagnétiques principaux ayant lieu dans les plaques, à savoir l'effet résistif provoquant des pertes joules, l'effet inductif jouant le rôle des couplages magnétiques et des fuites, l'effet capacitif étant le siège des capacités parasites. Depuis plusieurs années aux G2Elab, J.P. Keradec et al. ont développé cette méthode de modélisation, débutée sur des composants bobinés classiques [SCH-98] [SCH-00], la méthode a été complétée et est applicable aux composants planar multicouches [MAG-07] [BES-08].

Le principe de la méthode de modélisation par le schéma équivalent des plaques ou Lumped Element Equivalent Circuit (LEEC) consiste à considérer le composant passif comme un empilement de plaques conductrices, isolantes et magnétiques. Toutes les plaques sont supposées infinies, constituées de matériaux supposés linéaires, homogènes et isotropes. Leurs caractères électromagnétiques peuvent être décrits par deux scalaires complexes : perméabilité complexe et permittivité complexe. Les échanges d'énergie se font par des ondes perpendiculaires aux plaques. Cette approche permet de représenter les phénomènes résistif et inductif de chaque plaque (couche) par un circuit électrique équivalent à constantes localisées comme par exemple le transformateur à deux enroulements présenté Figure I-8. Il est ensuite nécessaire de compléter le couplage capacitif inter couches présenté dans I.3.3 afin d'augmenter la finesse de la modélisation des comportements du composant.

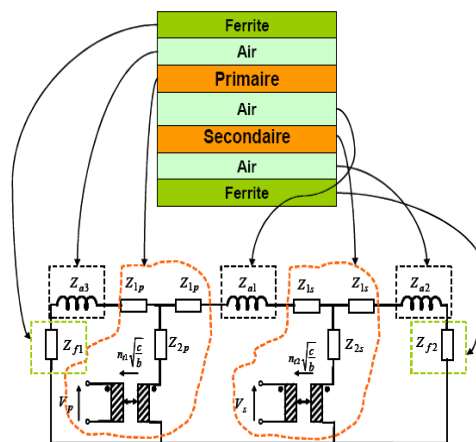


Figure I-8. Circuit équivalent d'un transformateur à deux enroulements [MAG-06]

Comme les composants passifs planars multicouches de type LCT ont une géométrie similaire aux composants modélisés par la méthode LEEC, notamment dans [BES-08], nous

avons fait le choix d'utiliser cette méthode pour modéliser les pertes dynamiques de notre composant. Ceci nous permettra de développer un outil d'optimisation du dimensionnement se basant sur ce modèle qui fournira les pertes du composant grâce à des simulations électriques de type circuit. Le principe et l'extension de cette méthode appliqué à notre cas d'étude sera présenté au chapitre II.

## **I.4. Modélisation thermique des composants passifs**

Lors de dimensionnement des composants d'électronique de puissance, la thermique intervient comme la contrainte principale à la miniaturisation du dispositif. La connaissance du comportement thermique est donc un besoin primordial pour l'optimisation du dimensionnement du composant. L'objectif de la modélisation thermique d'un composant passif est d'obtenir des modèles simples permettant de déterminer la température de fonctionnement en fonction des pertes dans les matériaux constituant ce composant.

### **I.4.1. Principe des méthodes**

Il existe différentes approches utilisables pour décrire les phénomènes de transfert thermique dans les composants et pour parvenir à une estimation satisfaisante des températures de fonctionnement. Certaines conduisent à une cartographie détaillée des températures calculées en tous points du composant, d'autres approches ne peuvent fournir que la température calculée en quelques points du composant. Parmi les méthodes classiquement utilisées on distingue les méthodes analytiques et les méthodes numériques [ROU-96].

Les méthodes analytiques se base sur les analyses des phénomènes principaux du transfert thermique y compris la conduction, la convection et le rayonnement thermique.

- ✚ *La conduction est un phénomène de transfert thermique effectué par une transmission de chaleur dans la matière d'un point chaud vers un point froid sans déplacement appréciable des molécules.*
- ✚ *La convection est le phénomène de transfert thermique qui a pour origine le mouvement d'un fluide ou d'un gaz sur la surface d'une paroi solide.*
- ✚ *Le rayonnement thermique est la propagation de chaleur s'effectuant par le biais d'ondes électromagnétiques entre deux objets.*

Bien souvent plusieurs modes de transfert thermique se produisent en même temps, toute la difficulté d'une modélisation thermique consiste donc à déterminer les coefficients d'échange. Pour les systèmes simples il est possible de calculer ces termes, pour les systèmes complexes des mesures expérimentales sont nécessaires afin d'avoir des précisions acceptables.

Pour étudier le comportement thermique de l'ensemble d'un composant, il est possible de découper le composant en plusieurs parties et de décrire ensuite le transfert de chaleur entre ces différentes parties. Chaque partie sera considérée comme une zone isotherme et caractérisée par une température dite température de point chaud et des pertes dissipées dans cette zone. La mise en équation de tout le système fait l'appel à la représentation schématique bien connu dans l'analyse des circuits électriques. Chaque point chaud du composant est considéré comme un nœud d'un schéma nodale Figure I-9. Les échanges thermiques entre nœuds sont représentés par des résistances thermiques :

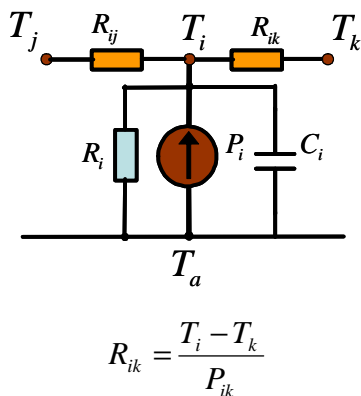


Figure I-9. Modèle thermique nodal

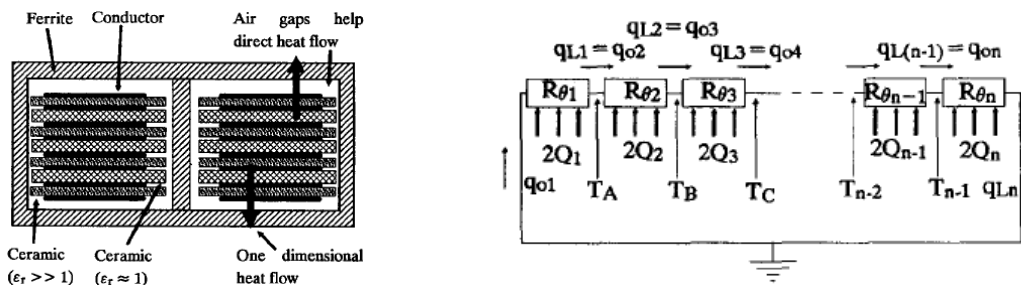
A part les méthodes analytiques nodales, des méthodes numériques bien plus complexes permettent de déterminer une cartographie détaillée des différentes températures du composant. Ces approches utilisent la méthode des éléments finis pour lesquelles différents éléments découpent le composant en plusieurs petits domaines de dimensions définies par un maillage. Chaque domaine est caractérisé par les propriétés physiques des matériaux qui le constituent. Le comportement physique de tout le composant est décrit par des équations aux dérivées partielles ainsi que des conditions aux limites. Cette méthode est lourde et n'est pas compatible avec une boucle d'optimisation. Pourtant elle est intéressante pour des analyses approfondies en thermique.

#### I.4.2. Etat de l'art de la modélisation thermique

Cette partie a pour objectif de faire le point sur les travaux réalisés aux cours des années passées sur la modélisation thermique analytique des composants passifs.

Les premiers travaux concernant ce domaine ont été réalisés par J. A. Ferreira, J. D. Van Wyk et al. à l'université de Rand en Afrique du Sud [SMI-93] dans les années 1990. Ils ont présenté un modèle analytique thermique permettant de déterminer la température de travail, en régime permanent, d'un composant passif en fonction des pertes et de la géométrie du composant. Le modèle se base sur le transfert unidirectionnel de chaleur à l'intérieur du composant permettant l'utilisation d'un schéma constitué de résistances thermiques pour

modéliser la température de travail du composant Figure I-10. Pourtant, le modèle présenté est encore simple et n'a pas pris en compte la non linéarité des phénomènes de convection et de rayonnement thermiques.

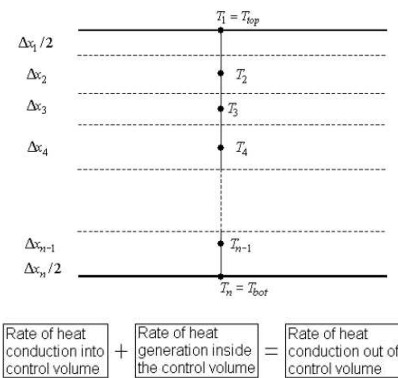


a. Hypothèse de transfert de chaleur      b. Schéma résistif équivalent et sources de chaleur

**Figure I-10. Modèle thermique nodal d'un composant planar [SMI-93]**

Dans un travail d'optimisation de transformateur à haute puissance fonctionnant à haute fréquence, R. Petkov a développé un modèle thermique fin permettant de déterminer la température maximale dans un composant [PET-96]. Il présente principalement dans cet article les expressions analytiques afin de déterminer les résistances des couplages thermiques entre les parties d'un transformateur bobiné dont les bobinages ont une forme cylindrique. Ce modèle permet de déterminer la température de fonctionnement à plusieurs points du composant. Pourtant la détermination des coefficients d'échange thermique n'est pas présentée dans ce cas d'étude.

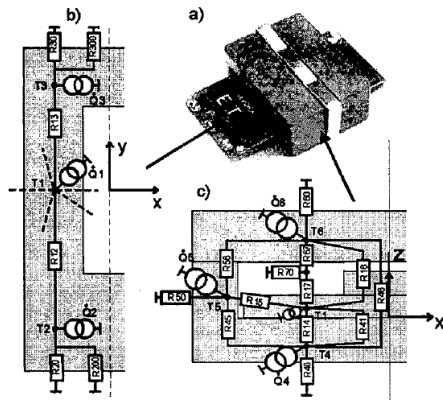
Suivant l'idée de la modélisation analytique linéaire, L. Zhao, W. G. Odendaal, J. T. Strydom, J. D. Van Wyk de l'Institut de Technologie de Virginie aux Etats-Unis [ZHA-01a] ont développé un modèle thermique 1D pouvant être utilisé dans un outil d'aide au dimensionnement des composants planars. Selon cette méthode, le composant est découpé en plusieurs couches, le transfert thermique est supposé perpendiculaire aux couches et le contact



**Figure I-11. Modèle thermique de la conduction de composants passifs planar [ZHA-01]**

thermique entre couches est supposé idéal. Cette hypothèse leur permet de déterminer la température de toutes les couches en faisant un bilan énergétique en chaleur de chaque couche. Les grandeurs sont mises en matrice et le modèle obtenu ne comporte que de la conduction thermique. Ce modèle n'est valable que pour les composants à géométrie très aplatie et utilisant des radiateurs permettant un refroidissement forcé en double face du composant car la convection et le rayonnement aux surfaces extérieurs du composant ne sont pas pris en compte.

Toujours sur l'hypothèse de traitement du problème thermique à une dimension, B.Ackermann et A. Lewalter en Allemagne ont développé un modèle plus adapté à la géométrie 3D des composants planar [LEW-01]. Les phénomènes de convection et de rayonnement thermique sont linéarisés en utilisant un coefficient d'échange thermique constant. On ne s'intéresse donc qu'à la conduction à l'intérieur du composant.



**Figure I-12. Modèle thermique linéaire d'un composant planar [LEW-01]**

Le composant est donc découpé en plusieurs parties, chacune est supposée être le siège d'une conduction thermique unidirectionnelle représentée par une résistance thermique. Un schéma thermique d'une demie partie du composant se composant de 8 nœuds est utilisé pour modéliser la température de fonctionnement du composant pour différents cas de refroidissement. La détermination des coefficients d'échange thermique entre le composant et l'environnement est toutefois théorique ( $5W/m^2K$  pour le cas adiabatique,  $50W/m^2K$ ,  $130W/m^2K$  et  $500W/m^2K$  pour la convection forcée) ce qui n'est pas toujours valable dans la réalité.

Une des premières modélisations analytiques prenant en compte la non linéarité des phénomènes d'échange thermique d'un composant passif a été proposée par J.C.S. Fagundes, A.J.Bastista et P. Viarouge [FAG-97] au Brésil en 1997. Cette équipe a développé un modèle thermique d'un transformateur se basant sur la théorie approfondie des lois de la conduction, du rayonnement et de la convection thermique. Ils ont abouti à un modèle thermique nodal d'un composant bobiné à noyau cylindrique refroidi par l'air ambiant. Ce modèle présente un schéma à 18 nœuds faisant intervenir 18 résistances thermiques. Les éléments du schéma sont déterminés en se basant sur les hypothèses simplificatrices de symétrie du composant et du transfert unidirectionnel de la chaleur. Les résistances thermiques dépendant de la température rendent le problème non linéaire et ce problème nécessite des méthodes numériques utilisant des algorithmes itératifs pour trouver la solution. L'avantage de ce modèle est que tous les phénomènes de la conduction, convection et rayonnement thermiques sont représentés. La principale difficulté du problème est toutefois la détermination des éléments du schéma thermique car il est difficile de disposer avec précision de la valeur de certaines constantes thermiques.

De travaux importants sur la thermique des composants passifs ont été effectués par L. M. Escibano, R. Prieto et al. de l'Université Polytechnique de Madrid en Espagne [ESC-02] [ESC-

03] [ESC-04]. Les auteurs ont proposé un modèle thermique non linéaire prenant en compte la convection et le rayonnement dans l'espace d'air de la fenêtre de bobinage. Le modèle se base sur l'hypothèse du transfert unidirectionnel de la chaleur comme la plupart des modèles thermiques analytiques et il peut s'adapter aux composants bobinés classiques ou planars (Figure I-13). Des analyses thermiques par simulation éléments finis ont montré une amélioration de la précision remarquable sur la détermination de la température de travail du composant. Pourtant le modèle n'est valable que pour les composants où l'espace d'air dans la fenêtre de bobinage est fermée par le noyau magnétique.

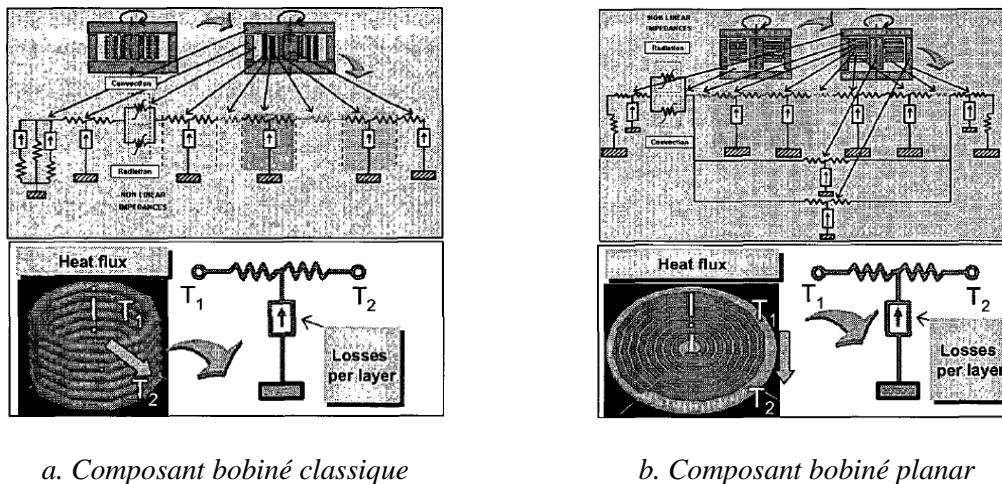


Figure I-13. Modèle thermique non linéaire [ESC-04]

Dans un autre travail, un modèle analytique très simple pour des composants utilisant des noyaux commercialisés a été étudié [ESC-05]. Il se base sur des modèles proposés par des fabricants de noyaux ferrite présentés Eq. I-23 pour lesquels l'augmentation de la température de fonctionnement du composant  $\Delta T$  est caractérisée par une résistance thermique unique du composant  $R_{th}$  et des pertes dissipées  $P_{th}$ . En régime permanent cette différence de température est caractérisée par un coefficient d'échange thermique unique  $h$  et une surface d'échange  $A$  :

$$\Delta T = R_{th} \cdot P_{th} = \frac{P_{th}}{h \cdot A} \quad \text{Eq. I-22}$$

Les auteurs ont abouti à une expression permettant de déterminer  $\Delta T$  en fonction des pertes et du volume  $V$  du composant :

$$\Delta T = \frac{K_{th}}{V^{2/3}} \cdot P_{th} \quad \text{Eq. I-23}$$

Le coefficient  $K_{th}$  dépend principalement de la géométrie et des conditions de refroidissement du composant (convection naturelle ou forcée). Il vaut la même valeur pour une famille de noyaux magnétiques et est déterminé par l'expression suivante :

$$K_{th} = \frac{1}{h \cdot k_g}; k_g = \frac{A}{V^{2/3}} \quad \text{Eq. I-24}$$

Il est à noter que ce modèle ne détermine qu'une température moyenne de fonctionnement du composant et que dans plusieurs cas cela n'est pas suffisant. Ce modèle est plus intéressant pour des composants à noyau ouvert pour lesquels les bobinages sont comme les noyaux de type EE planar ou torique. Pour les composant à noyau fermé (RM, POT, ..), l'augmentation de température déterminée n'est valable que pour la surface extérieure et peut être très éloignée de ce qui passe à l'intérieur du composant.

En France, les études sur la thermique des composants magnétiques en électronique de puissance démarrent plus tard. Un des premiers travaux a été réalisé au Laboratoire Ampère à Lyon au cours de la thèse de M. T. Abakar [ABA-03]. Ses travaux consistent principalement en une caractérisation du comportement thermique des composants magnétiques ainsi que des matériaux qui les constituent. Cette thèse fait aussi l'objet d'un développement d'un banc d'essai thermique permettant de déterminer l'évolution de la température de fonctionnement en fonction du temps et en fonction des excitations électriques auxquelles est soumis le composant. Bien que la modélisation thermique ne soit pas analytique ses travaux sont une contribution importante pour l'étude de la thermique des composants passifs.

Les premiers modèles thermiques analytiques des composants passifs sont proposés par F. Wilmot au cours de sa thèse effectuée au Laboratoire SATIE de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan [WIL-04]. Un modèle thermique non linéaire se basant sur la solution des équations de la convection et du rayonnement thermique des surfaces extérieures du composant est proposé. Cette méthode permet d'analyser l'influence des deux phénomènes sur le refroidissement du composant.

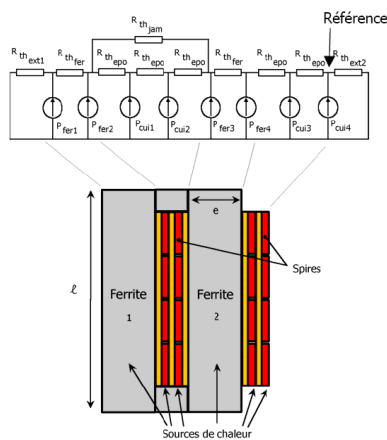


Figure I-14. Modèle thermique 1D d'un transformateur [WIL-04]

Un modèle nodal utilisant des résistances thermiques permettant de représenter la conduction thermique à l'intérieur des couches dans le composant est tout d'abord constitué. Ce modèle permet de déterminer la température moyenne des différentes couches en connaissant la distribution des pertes. Enfin un modèle thermique simplifié permet d'estimer l'augmentation de la température moyenne du composant, comme présentée à l'expression Eq. I-22, en déterminant la valeur d'un coefficient d'échange thermique unique pour les composants passifs intégrés planars :  $h = 15W / m^2 K$

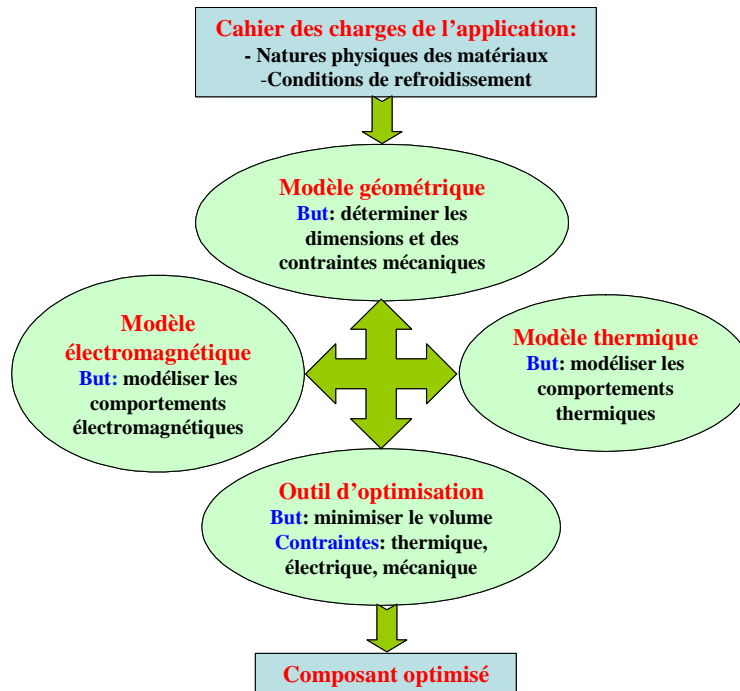


Au G2Elab, A. Kerim a développé un modèle thermique non linéaire permettant de modéliser la température de fonctionnement d'un composant magnétique refroidi par convection naturelle par l'air ambiant [KER-08]. Ce modèle se base sur une étude approfondie de la littérature de la thermodynamique de l'air ambiant et sur des simulations thermiques par éléments finis de plaques rectangulaires simples afin de déterminer et de valider les valeurs des coefficients d'échange thermique. Ce modèle pourrait être inclus dans la démarche de dimensionnement optimisé des composants bobinés classiques.

## **I.5. Optimisation du dimensionnement**

### **I.5.1. Principe**

Le dimensionnement d'un composant passif magnétique d'électronique de puissance consiste à prédéterminer, à partir d'un cahier des charges donné, les caractéristiques dimensionnelles du noyau et des bobinages en respectant des contraintes électromagnétique, thermique et mécanique. Il peut être compris comme un problème inverse de la modélisation où les caractéristiques sont déterminées en connaissant les géométries. Les modélisations électromagnétique et thermique sont donc liées essentiellement au dimensionnement. Le problème de dimensionnement impose ensuite le besoin d'une optimisation selon plusieurs critères : soit une minimisation du volume, du poids, de la surface implantée, ou des pertes de fonctionnement ... L'utilisation des méthodes numériques dans les outils informatiques est nécessaire afin de résoudre les problèmes d'optimisation de plus en plus complexe. Dans le cas de la conception d'un composant intégré à forte puissance volumique, la miniaturisation du volume est le but final de notre étude. Une visualisation globale du problème est présentée Figure I-15 où les modèles géométrique, électromagnétique et thermique sont reliés par un outil informatique afin d'effectuer une boucle d'optimisation de dimensionnement.



**Figure I-15. Principe des modèles d'optimisation du dimensionnement**

Classiquement, les composants magnétiques d'électronique de puissance comme les transformateurs et les inductances sont dimensionnés en s'adaptant à la puissance apparentes et à l'augmentation de température admissible. Le choix des paramètres du noyaux et des bobinages se base sur l'évaluation d'un produit des aires : la section du noyau multiplié par la surface de la fenêtre de bobinage. Cette technique de dimensionnement est très commode dans les alimentations à découpage pour lesquels ont été développés de larges gammes de structures magnétiques « prêtes à l'emploi » [FER-94] [MOH-03]. Pourtant cette approche ne permet pas d'optimiser le dimensionnement selon plusieurs critères et c'est dans ce cadre que s'inscrit les différents travaux que nous allons présenter dans la suite.

## **I.5.2. Etat de l'art de l'optimisation.**

Un des premiers travaux concernant l'optimisation des composants passifs haute fréquence a été présenté par R. Petkov [PET-96]. Dans un article publié en 1996, l'auteur a présenté une procédure d'optimisation se basant sur les analyses des pertes et de la thermique d'un composant bobiné conventionnel. Les pertes dans les bobinages sont alors modélisées par la méthode de Dowell et celles dans le noyau sont estimées par la méthode de Steinmetz. Les grandeurs sont exprimées par des expressions analytiques en fonction d'une variable géométrique. L'augmentation de la température de fonctionnement du composant est donc calculée à partir des pertes et s'exprime aussi en fonction de la variable géométrique. La solution de l'optimum de cette fonction donne en résultat l'augmentation minimale de la température de travail ainsi que le minimum des pertes du composant. Les analyses optimales de la densité de courant dans les bobinages et de l'induction dans le noyau sont ensuite déduites

de la géométrie optimale trouvée. Malgré la simplicité du problème posé dans ce cas d'étude, la procédure proposée est très intéressante pour les études d'optimisation des composants magnétiques haute fréquence.

Dans un article publié en 1997, N. Dai et F.C Lee ont utilisé une méthode numérique pour optimiser le dimensionnement des composants planars [DAI-97]. En utilisant l'outil d'optimisation de Matlab, les auteurs ont développé un outil informatique permettant d'optimiser le volume du composant sous des contraintes non linéaires telles que l'augmentation maximale de la température et l'induction maximale dans le noyau. Le but de ce travail étant de montrer une procédure d'optimisation de dimensionnement dont les modélisations électrique et thermique sont encore simples. Malgré tout, l'intérêt de cette nouvelle approche ouvre un grand domaine pour l'optimisation des composants passifs.

W.G.Hurley, W.H. Wolfle et J.G.Breslin ont étudié plus particulièrement les effets de la haute fréquence et des excitations non sinusoïdales sur le dimensionnement d'un composant passif magnétique [HUR-98]. Ils proposent une méthode de dimensionnement mieux adaptée aux composants magnétiques des convertisseurs statiques. Le dimensionnement du composant est basé sur l'optimisation des pertes en fonction du produit de la fréquence et de l'induction de travail du noyau. La densité de courant dans les conducteurs des enroulements est déterminée en limitant l'augmentation de la température des bobinages. Les calculs sont entièrement analytiques et s'appliquent aux composants bobinés classiques. Cette approche ne permet pas d'optimiser le composant selon de multiples critères comme la minimisation du volume ou du poids du composant.

Quelques années plus tard, dans une étude d'un composant L-C intégrant deux fonctions passives à savoir une inductance et une capacitance, L. Zhao, J. T. Strydom et J.D. van Wyk ont proposé une optimisation volumique spécifiquement appliquée pour ce type de composant hybride [ZHA-01b]. Les pertes totales ainsi que le volume du composant sont calculés analytiquement en fonction d'un coefficient  $Q = \omega_0 L / R_{totale}$  appelé coefficient de qualité de l'inductance (avec  $\omega_0$  l'impulsion à la résonance,  $R_{totale} = P_{totales} / I_{eff}^2$  la résistance équivalente totale du composant représentant les pertes totales). Pour ce type de composant, le facteur  $Q$  est lié directement à la géométrie du composant et l'optimisation de la fonction du volume du composant permet de déterminer  $Q$  et ensuite les paramètres géométriques du composant. Malheureusement la thermique n'est pas abordée dans cette approche.

J. T. Strydom et J. D. van Wyk ont aussi étudié un autre composant hybride le L-L-C-T pouvant être intégrés dans des circuits à résonance série [STR-02a]. Les deux auteurs ont développé un outil permettant d'effectuer l'optimisation du dimensionnement et de la performance du composant suivant plusieurs critères : minimisation du volume, minimisation

des pertes totales ou minimisation des pertes surfaciques, ... Les pertes dans ce type de composant planar sont modélisées pour les pertes cuivre selon une méthode de Dowell modifiée et pour les pertes fer par la méthode MSE (Modified Steinmetz Equation) [STR-02b]. Dans un premier temps, ils n'ont pas étudié l'influence de la thermique et c'est seulement la densité de puissance qui fixe la limite de la miniaturisation de ce type de composant [STR-03].

Récemment en 2008 Q.H. Gou, Y.M Yang, D. Wei ont utilisé un outil d'aide à la simulation automatique utilisant différents logiciels afin d'effectuer le couplage d'une simulation éléments finis (effectuée sous le logiciel Maxwell) et d'une simulation schématique (effectuée sous le logiciel Saber) dans une boucle d'optimisation [GUO-08]. Cet outil appelé iSIGHT permet d'effectuer une modélisation électrodynamique des pertes d'un transformateur planar fonctionnant dans une structure de convertisseur DC-DC. Les paramètres tels que l'inductance de fuite et les capacités parasites dans le composant sont optimisés en utilisant cette méthode permettant d'éviter les oscillations et les pics de tension au cours de fonctionnement du convertisseur. Pourtant le temps d'optimisation, qui n'est pas précisé dans l'article, doit être extrêmement long puisque cette optimisation utilise la méthode des éléments finis.

En France, E. Labouré, F. Costa et al [WIL-01] ont développé un outil d'optimisation de dimensionnement de composants passifs intégrés dans le cadre de la thèse de F.Wilmot [WIL-04] [ARA-06]. Les modèles des pertes fer et cuivre et thermique sont établis par des expressions analytiques permettant de coupler l'ensemble dans une boucle d'optimisation. Les études de l'optimisation d'un transformateur et d'une inductance planar ont été validées par des simulations éléments finis et expérimentalement sur les aspects électromagnétiques ainsi que la thermique.

Nous allons présenter dans les parties suivantes, le principe de l'intégration des composants LCT, l'état de l'art des travaux effectués dans notre laboratoire ainsi que le cahier des charges de l'optimisation que nous souhaitons conduire.

## **I.6. Cadre de l'étude : le composant LCT**

### **I.6.1.Principe de la conception**

Le composant passif LCT permet l'intégration de trois fonctions passives dans un seul composant : une inductance (L), une capacité (C) et un transformation (T). Son principe se base sur un transformateur classique disposant d'un noyau magnétique autour duquel sont disposés les bobinages primaire et secondaire. Ce transformateur introduit naturellement un effet de fuite des flux magnétiques liés essentiellement au placement des bobinages. Ce phénomène est modélisé par une inductance de fuite pouvant être réglable par une modification des dispositions des bobinages. Afin d'introduire un effet capacitif au dispositif (fonction C du composant), il est

nécessaire de créer deux surfaces en regard et d'insérer un matériau diélectrique entre ces deux surfaces. Selon le besoin il est possible de dédoubler soit le primaire soit le secondaire et de créer une capacité entre les spires de ces enroulements. La Figure I-16 montre le principe de ce composant. Dans ce cas la capacité est réalisée au primaire.

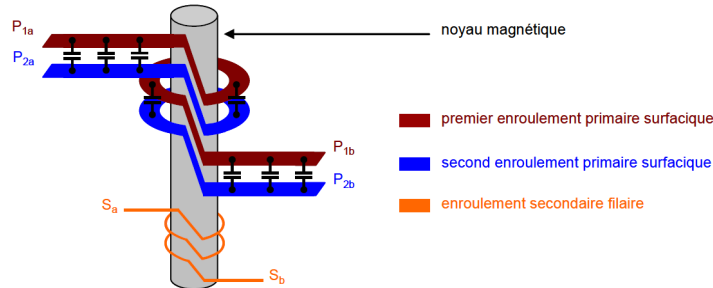


Figure I-16. Principe du composant LCT [VAL-07]

Les effets électromagnétique et électrostatique du composant LCT sont modélisés Figure I-17a, il s'agit principalement du couplage magnétique des enroulements du composant et du couplage capacitif entre deux enroulements placés en vis à vis. Un schéma électrique équivalent à ce composant est présenté Figure I-17b.

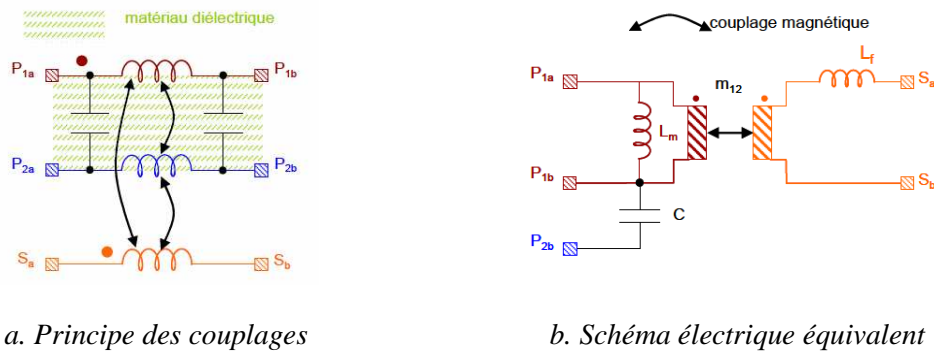


Figure I-17. Modélisation du composant LCT

Les applications du composant LCT sont abondantes. Tout d'abord en réalisant différentes connexions des quatre bornes des primaires, nous pouvons facilement obtenir des résonances série ou parallèle. Le modèle magnétique du transformateur disposant d'une inductance de fuite peut être aisément ramenée au primaire et être placée en série ou en parallèle avec la capacité intégrée.

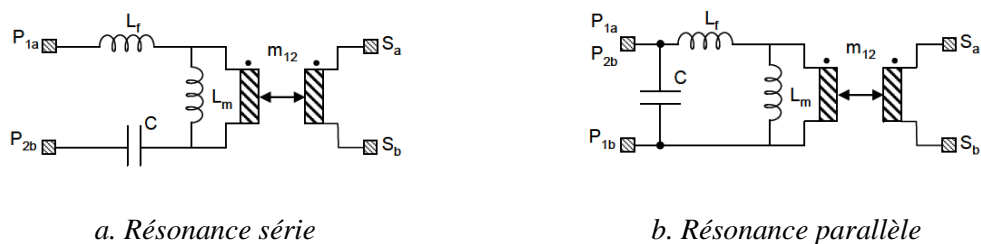


Figure I-18. Modes de connexion des circuits résonnants

Les composants LCT peuvent aussi être utilisés dans les convertisseurs classiques de type Flyback ou Forward. Dans ce type d'application la capacité intégrée présente une grande valeur (quelques dizaines nF), cela conduit à l'utilisation de matériaux diélectriques à forte permittivité ou/et à faible épaisseur.

### I.6.2. Composants LCT réalisés au G2Elab

Le premier travail concernant le composant LCT au G2Elab a été effectué par Kh. Laouamri de 1999 à 2001 [LAO-01]. Au cours de ses travaux, il a étudié le problème de la propagation d'onde par la théorie des lignes de transmission afin d'envisager les problèmes de résonances dans les composants passifs multicouches fonctionnant à hautes voire très hautes fréquences. Une caractérisation par des schémas équivalents à constantes localisées des plaques élémentaires a donné une précision suffisante sur la gamme de fréquence de fonctionnement classiquement utilisée en électronique de puissance. Cette étude a montré la possibilité de mettre en série ou/et en parallèle des circuits multicouches dans la conception de composants passifs. Ensuite, l'établissement des schémas électriques équivalents du composant à constantes localisées a permis de valider un modèle schématique simple. Enfin un composant LCT bobiné multicouche a été réalisé et utilisé dans une structure DC-DC à résonance Figure I-19.

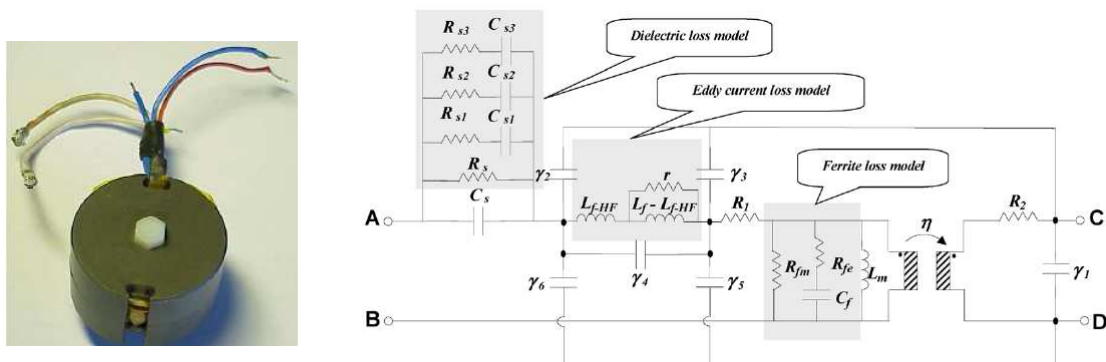


Figure I-19. LCT bobiné de Khaled Laouamri [LAO-01]

Les paramètres principaux du composant LCT et de la structure DC-DC sont :

- ✚ Noyau magnétique : pot P42/29
- ✚ Nombre de spires primaire/secondaire : 12/4
- ✚ Inductance de résonance : 5,4  $\mu\text{H}$
- ✚ Capacité de résonance : 10,6 nF
- ✚ Rendement du composant LCT : 74%

Ce premier prototype a permis de valider le principe de la conception de ce type de composant LCT. Pourtant la technologie mise en œuvre n'est pas encore maîtrisée et le rendement reste médiocre (74%). Les travaux suivants ont continué dans cette voie de

l'intégration et envisagé de meilleures approches technologiques pour obtenir de meilleures performances.

La deuxième thèse sur le LCT au G2Elab a été effectuée par Ph.Goubier [GOU-03] de 2001 à 2003. Cette étude propose le dimensionnement et la réalisation d'un composant LCT pour une structure quasi résonnante de 60W. Deux prototypes de LCT ont été réalisés (un LCT bobiné Figure I-20 et un LCT planar Figure I-21) présentant de bonnes performances (96%). Une comparaison entre une solution intégrée planar et une utilisant des composants discrets a montré le gain apporté par l'intégration au niveau du volume et aussi au niveau du rendement final de la structure de ce convertisseur. En effet, le nombre de connexions et la quantité de cuivre sont grandement diminués dans le composant intégré. Ce type d'intégration regroupant trois fonctions passives présente un véritable atout, tant en terme d'encombrement qu'en en terme de compatibilité électromagnétique.

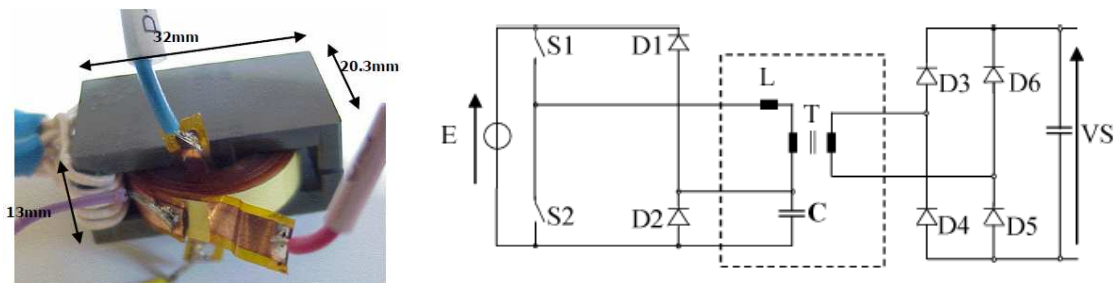


Figure I-20. LCT bobiné de Phillippe Goubier [GOU-03]

- ✚ Noyau magnétique : E32/6/20
- ✚ Nombre de spires primaire/secondaire : 20/1
- ✚ Inductance de résonance : 124  $\mu$ H
- ✚ Capacité de résonance : 3,4 nF
- ✚ Convertisseur à résonance : 60W, 300V/5V - 12A, 160 kHz
- ✚ Rendement du composant LCT : 96,4%

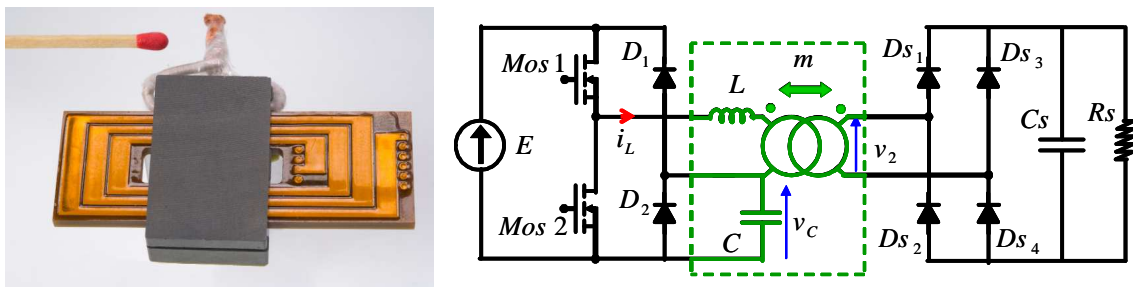


Figure I-21. LCT planar de Phillippe Goubier [GOU-03]

- ✚ Noyau magnétique : E32/6/20
- ✚ Nombre de spires primaire/secondaire : 21/1

- + Inductance de résonance :  $124 \mu H$
- + Capacité de résonance :  $3,4 nF$
- + Convertisseur à résonance :  $60W, 300V/5V - 12A, 180 kHz$
- + Rendement du composant LCT :  $96,8\%$

Afin d'élargir le champ des applications des composants LCT, les travaux effectués par B. Vallet de 2004 à 2007 [VAL-07] ont eu pour but de montrer une autre utilisation de composant LCT en dehors de la résonance : les alimentations à découpage classique. Cette étude se concentre sur l'intégration d'un LCT à trois enroulements pour lequel l'inductance de fuite des bobinages secondaires est utilisée afin de lisser le courant de sortie. Ce composant présente aussi une forte valeur de capacité intégrée jouant le rôle à la fois d'écrtage mais aussi garantissant l'équilibre d'une structure DC-DC à transfert d'énergie mixte (MET) (Figure I-22). Tous les composants semi conducteurs de la structure MET ont été intégrés sur les deux faces du circuit imprimé du composant LCT. L'étude a montré un fort niveau d'intégration pour cette alimentation d'électronique de puissance. Le prototype réalisé a présenté des avantages non seulement au niveau de la miniaturisation mais aussi au niveau des performances.

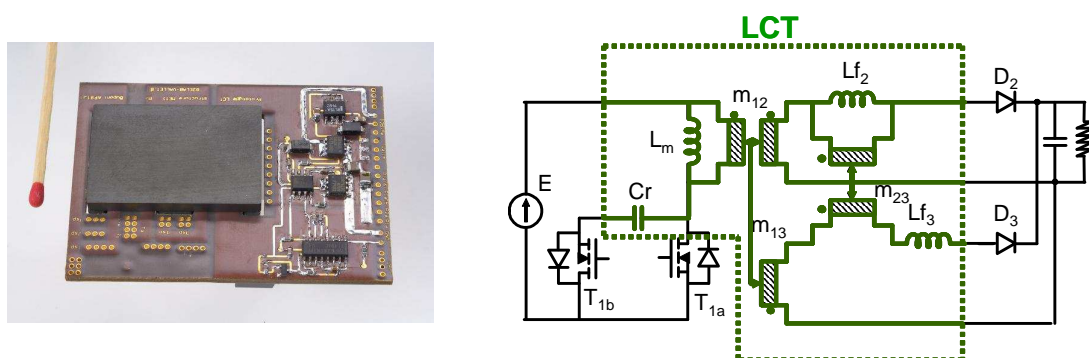


Figure I-22. Structure intégrée avec LCT planar de B. Vallet [VAL-07]

- + Noyau magnétique :  $E38/8/25$
- + Nombre de spires primaire/secondaire :  $20/2$
- + Inductance de fuite au secondaire/au tertiaire:  $22 \mu H/3 \mu H$
- + Capacité intégrée :  $12 nF$
- + Convertisseur commutation forcée :  $60W, 48V/5V - 12A, 180 kHz$
- + Rendement du composant LCT :  $97,6\%$

Les composants LCT sont une solution pour répondre aux besoins de l'intégration des composants passifs dans les alimentations à forte puissance volumique d'électronique de puissance. Les prototypes LCT réalisés au G2Elab au cours des années passées ont montré une bonne évolution tant en terme de miniaturisation qu'en terme d'amélioration de la performance. Pourtant, pour l'heure aucune optimisation du dimensionnement de ce composant n'a encore été



engagée. C'est dans ce cadre que s'inscrit les travaux de cette thèse qui ont pour vocation d'accroître la compréhension du comportement électromagnétique et thermique du composant LCT afin de d'optimiser son dimensionnement.

## I.7. Cahier des charges de l'optimisation

### I.7.1. Structure du convertisseur utilisant le LCT

Tout d'abord pour déterminer les paramètres principaux du composant à dimensionner et aussi les conditions de son fonctionnement, nous avons fait le choix d'insérer le composant LCT dans un convertisseur DC-DC dont le cahier des charges est présenté ci-après :

- ✚ Puissance de sortie : 60 W
- ✚ Tension d'entrée : 300 V
- ✚ Tension de sortie : 5 V
- ✚ Fréquence de découpage : 250 kHz

Il s'agit en l'occurrence d'une structure quasi-résonnante en demi pont à deux MOSFETs et deux diodes de roue libre pour l'étage onduleur et deux diodes de puissance pour l'étage redresseur (Figure I-23). Cette structure, très similaire à celle étudiée dans la thèse de Ph GOUBIER, présente l'avantage de ne nécessiter qu'un nombre réduit de composants actifs et s'adapte bien à l'intégration d'un composant passif LCT à deux enroulements secondaires identiques. En effet, il est possible d'utiliser un secondaire à point milieu pour simplifier la conception du redresseur. C'est cette solution qui est choisie dans le cadre de cette étude.

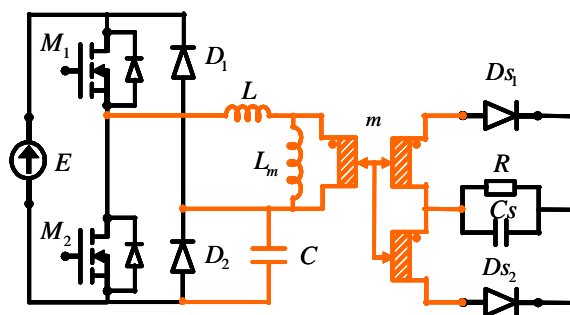


Figure I-23. Structure du convertisseur utilisant le composant LCT

Dans les paragraphes suivants, le principe de fonctionnement de cette structure et l'évaluation des paramètres principaux du composant LCT à savoir le rapport de transformation  $m$ , l'inductance de fuite  $L$ , l'inductance magnétisante  $L_m$  et la capacité intégrée  $C$  seront présentés. Ces étapes nous permettent de déterminer les paramètres du composant à dimensionner par l'outil d'optimisation.

## I.7.2. Principe de fonctionnement du convertisseur

Nous allons maintenant étudier plus en détail le principe de fonctionnement de la structure quasi-résonante présentée en distinguant les différentes phases de son fonctionnement. Comme la structure est « symétrique », les deux interrupteurs  $M_1$  et  $M_2$  fonctionnent en complémentaire avec un rapport cyclique égale à 0,5. Nous ne présenterons donc que les phases de fonctionnement correspondant à la première demi période, la deuxième demi période pouvant être déduite par symétrie de la première demi période [GOU-06].

### a) Phase 1 : Résonance LC, stockage d'énergie dans L

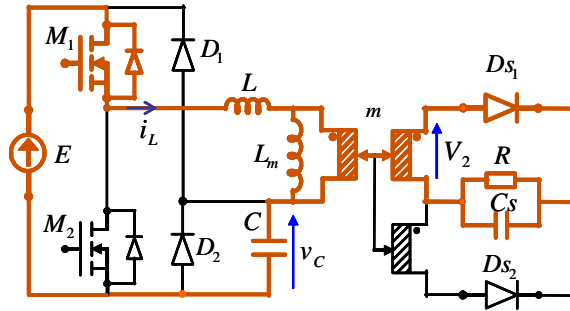


Figure I-24. Phase de fonctionnement en résonance LC (première demi période)

Pendant cette phase, on ferme  $M_1$  et ouvre  $M_2$ . Les conditions initiales sont  $i_L(0) = 0 A$  et  $v_C(0) = 0V$ . Les diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont bloquées et en raison de l'orientation des enroulements, la diode  $D_{s1}$  au secondaire du LCT conduit tandis que  $D_{s2}$  est bloquée. Une ondulation de résonance série LC est créé et nous pouvons facilement trouver les expressions de la tension sur la capacité C et du courant traversant l'inductance L :

$$v_C(t) = \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot (1 - \cos \omega_0 t) \quad \text{Eq. I-25}$$

$$i_L(t) = \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sin \omega_0 t \quad \text{Eq. I-26}$$

Le terme  $\omega_0$  correspond à la pulsation de résonance :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{Eq. I-27}$$

$V_2$  est la tension appliquée au secondaire du LCT. En régime permanent cette tension vaut la tension de sortie majorée de la chute de tension dans une diode de redressement  $D_{s1}$  à l'état passant  $V_d$  :

$$V_2 = V_s + V_d \quad \text{Eq. I-28}$$

Cette phase prend fin lorsque la tension  $v_C(t)$  arrive à  $E$ . En effet à cet instant (Eq. I-29) la diode  $D_{s1}$  entre en conduction et démarre alors une phase de roue libre :

$$\left(E - \frac{V_2}{m}\right) \cdot (1 - \cos \omega_0 t_1) = E \quad \text{Eq. I-29}$$

Pour atteindre ce changement de phase, il est nécessaire d'avoir une condition sur les niveaux de tension traduite par l'inégalité suivante :

$$2 \cdot \left(E - \frac{V_2}{m}\right) \geq E \Leftrightarrow m \geq \frac{2 \cdot V_2}{E} \quad \text{Eq. I-30}$$

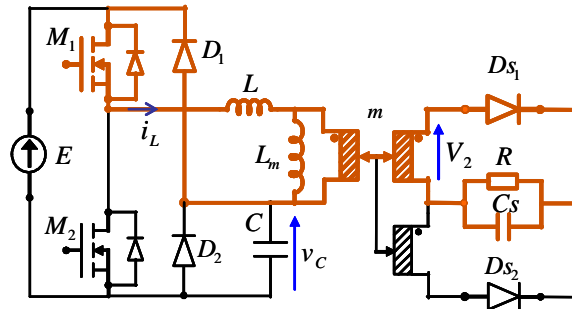
L'expression de  $t_1$  est alors :

$$t_1 = \sqrt{LC} \cdot \arccos \left( \frac{1}{1 - \frac{mE}{V_2}} \right) \quad \text{Eq. I-31}$$

Et le courant dans l'inductance  $L$  à la fin de cette phase :

$$I_1 = \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \frac{V_2}{m} \sqrt{\frac{mE}{V_2} \left( \frac{mE}{V_2} - 2 \right)} \quad \text{Eq. I-32}$$

**b) Phase 2 : Roue libre par la diode  $D1$ , décharge de  $L$**



**Figure I-25. Phase de fonctionnement en roue libre (première demi période)**

Pendant cette phase de roue libre, la tension sur la capacité  $C$  reste égale à  $E$  et le courant dans l'inductance  $L$  diminue sous l'effet de la tension  $-V_2/m$  qui s'applique sur celle-ci :

$$v_C(t) = E \quad \text{Eq. I-33}$$

$$i_L(t) = -\frac{V_2}{m \cdot L} \cdot (t - t_1) + I_1 \quad \text{Eq. I-34}$$

Cette phase prend la fin lorsque  $i_L(t)$  s'annule. En effet à cet instant  $t_1 + t_2$ , la diode  $D_{S1}$  se bloque naturellement. La durée de cette phase  $t_2$  est déterminée par l'expression suivante :

$$t_2 = \frac{m \cdot L \cdot I_1}{V_2} \quad \text{Eq. I-35}$$

### c) Phase 3 : Phase morte

Une fois la diode  $D_{S1}$  bloquée, le courant  $i_L$  reste nul et la tension  $v_C$  se maintient égale à  $E$ . C'est la phase durant laquelle l'interrupteur  $M_2$  doit être commandé. Cette phase prend la fin à l'instant  $t = T/2$  lors de la mise en conduction du MOSFET  $M_2$ .

Nous ajoutons ici une deuxième condition pour le fonctionnement de la structure correspondant à la durée des différentes phases qui vont fixer la fréquence maximale de fonctionnement de la structure. Cette condition se traduit par une inégalité sur les temps correspondants aux différentes phases de fonctionnement :

$$t_1 + t_2 \leq \frac{T}{2} \quad \text{Eq. I-36}$$

### d) Phases de fonctionnement de la deuxième demi période

Pour la deuxième demi période de fonctionnement, l'interrupteur  $M_1$  est ouvert et  $M_2$  est fermé, on retrouve trois phases de fonctionnement similaires à la première demi période. Notons ici que le courant dans l'inductance  $L$  est négatif et donc que la tension des bobinages secondaires du composant LCT vont rendre conductrice la diode  $D_{S2}$  et bloquer la diode  $D_{S1}$ . Pendant cette deuxième demi période, la tension  $v_C(t)$  va décroître de  $E$  vers zéro tandis que le courant  $i_L(t)$  sera négatif.

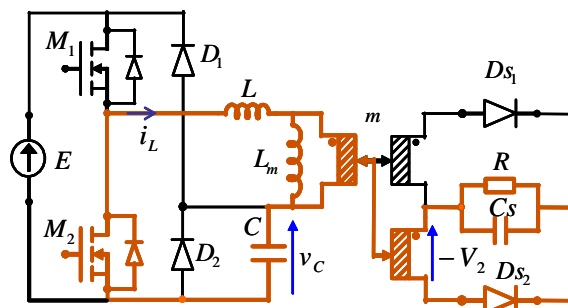


Figure I-26. Phase de fonctionnement en résonance LC (deuxième demi période)

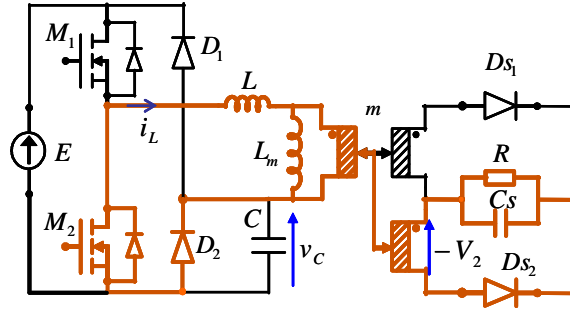


Figure I-27. Phase de fonctionnement en roue libre (deuxième demi période)

Les formes d'ondes obtenues pour la tension sur la capacité C et dans l'inductance L pendant une période de fonctionnement sont présentées Figure I-28.

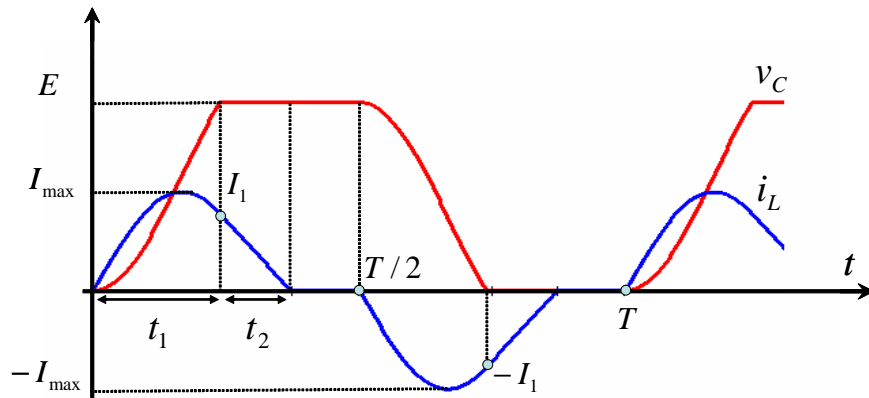


Figure I-28. Formes d'onde des grandeurs d'état  $i_L$  et  $v_C$  lors du fonctionnement

### I.7.3. Evaluation des paramètres principaux du composant LCT

En partant des conditions de fonctionnement et des formes d'ondes étudiées, nous pouvons évaluer les paramètres principaux  $m$ ,  $L$  et  $C$  du composant LCT. Tout d'abord en posant une grandeur sans dimension  $y = mE/V_2$  nous réécrivons des conditions Eq. I-30 et Eq. I-36 sous forme plus explicite :

$$y \geq 2$$

$$\sqrt{LC} \cdot \left[ \arccos\left(\frac{1}{1-y}\right) + \sqrt{y(y-2)} \right] \leq \frac{T}{2} \quad \text{Eq. I-37}$$

Ensuite, le courant de sortie du convertisseur est analytiquement quantifié en calculant le courant moyen traversant l'inductance  $L$  pendant une période de fonctionnement :

$$I_s = \frac{2}{mT} \left[ \int_0^{t_1} \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sin \omega_0 t \, dt + \int_{t_1}^{t_2} \left( I_1 - \frac{V_2}{m \cdot L} \cdot (t - t_1) \right) dt \right] \quad \text{Eq. I-38}$$

En développant les intégrales, nous obtenons les expressions suivantes :

$$\int_0^{t_1} \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sin \omega_0 t \cdot dt = \frac{V_2 \cdot C}{m} y = C \cdot E \quad \text{Eq. I-39}$$

$$\int_{t_1}^{t_2} -\frac{V_2}{m \cdot L} \cdot (t - t_1) + I_1 = \frac{V_2 \cdot C}{2m} y(y-2) = \frac{C \cdot E}{2} (y-2)$$

Le courant de sortie est donc quantifié par l'expression :

$$I_s = \frac{CE^2}{T \cdot V_2} = \frac{F \cdot CE^2}{V_s + V_d} \quad \text{Eq. I-40}$$

Cette expression nous permet d'évaluer directement la capacité  $C$  selon le cahier des charges donné, à savoir  $E = 300V$ ,  $V_s = 5V$ ,  $F = 250kHz$  et  $I_s = P_s / V_s = 12A$ . La chute de tension sur les diodes de redressement  $DS_1$  et  $DS_2$  à l'état passant est fixée à  $V_d = 0,38V$  (pour référence d'utiliser la diode Schottky 42CTQ030 de chez International Rectifier [Datasheet]).

$$C = \frac{I_s (V_s + V_d)}{F \cdot E^2} = \frac{12 \cdot (5 + 0,38)}{250 \cdot 10^3 \cdot 300^2} = 2,87nF \quad \text{Eq. I-41}$$

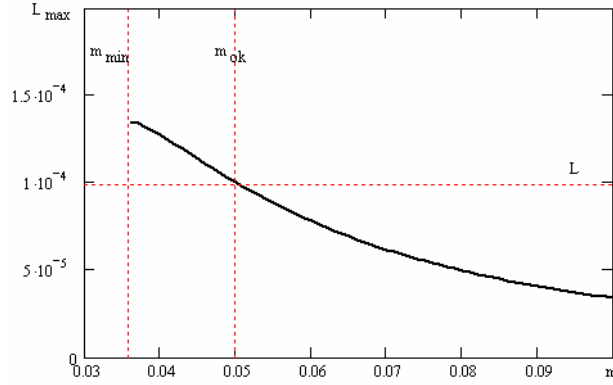
Afin d'anticiper une d'augmentation de la chute de tension des diodes de redressement, nous dimensionnons la capacité intégrée dans le LCT égale à  $3nF$ .

En connaissant la capacité  $C$ , l'évaluation des paramètres  $m$  et  $L$  se base sur l'inégalité Eq. I-37. Nous trouvons alors une limite inférieure pour  $m$  et une limite supérieur pour  $L$  :

$$m \geq \frac{2 \cdot (V_s + V_d)}{E} = \frac{2 \cdot (5 + 0,38)}{300} = 0,036$$

$$L \leq \frac{T^2}{4C} \cdot \frac{1}{\left[ \arccos\left(\frac{1}{1-y}\right) + \sqrt{y(y-2)} \right]^2} = L_{\max}(m) \quad \text{Eq. I-42}$$

La Figure I-29 montre la variation de la limite de l'inductance de fuite du composant  $L_{\max}$  en fonction du rapport de transformation  $m$ . Nous voyons que  $L_{\max}$  diminue en fonction de  $m$ . Il est donc préférable de choisir pour  $m$  une valeur faible tout en anticipant, malgré tout, l'effet de l'augmentation de la chute de tension en conduction des diodes de redressement. Nous choisissons alors une valeur de  $m = 0,05 = 1/20$ .



**Figure I-29. Variation de la limite de L en fonction de m**

Pour la valeur de  $m$  fixée, l'inductance de fuite du composant doit être inférieure à  $110\mu H$ . Pour déterminer  $L$ , nous évaluons enfin la valeur efficace du courant dans l'inductance  $L$ , nous arrivons aux expressions suivantes :

$$I_{Leff}^2 = \frac{2}{T} \left[ \int_0^{t_1} \left( \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \sin \omega_0 t \right)^2 dt + \int_{t_1}^{t_2} \left( I_1 - \frac{V_2}{m \cdot L} \cdot (t - t_1) \right)^2 dt \right] \quad \text{Eq. I-43}$$

Après avoir développé les intégrales, l'Eq. I-43 nous donne :

$$I_{Leff}^2 = \frac{C}{T} \left( \frac{V_2}{m} \right)^2 \sqrt{\frac{C}{L}} \left[ (y-1)^2 \arccos \left( \frac{1}{1-y} \right) + \frac{1}{3} \sqrt{y(y-2)} \cdot (2y^2 - 4y + 3) \right] \quad \text{Eq. I-44}$$

Il est évidemment souhaitable d'avoir une faible valeur efficace pour ce courant afin de limiter les pertes dans la structure. Cela nous implique de choisir une valeur de l'inductance  $L$  relativement élevée car cette valeur efficace augmente lorsque  $L$  diminue. Nous choisissons donc de prendre une valeur  $L = 100\mu H$  pour dimensionner notre composant.

En conclusion, nous rassemblons ici les paramètres principaux du composant LCT à partir desquels nous allons optimiser le dimensionnement:

✚ Rapport de transformation du LCT: 1/20

✚ Capacité intégrée du LCT: 3 nF

✚ Inductance de fuite du LCT: 100μH

## I.8. Conclusion

Cette étude consiste à optimiser le dimensionnement des composants passifs pour l'électronique de puissance. Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté un tour d'horizon sur l'état de l'art de l'intégration et de l'optimisation des composants passifs. Les méthodes de modélisation électromagnétique, thermique et d'optimisation de ces composants

sont ainsi abordées. Le principe, la modélisation et l'état de l'art des travaux concernant le composant intégré LCT qui est l'objet de notre étude d'optimisation sont ensuite présentés. Une étude sur le cahier des charges d'optimisation a été aussi présentée ; en étudiant le fonctionnement de la structure utilisant le composant LCT, nous avons déterminé les paramètres principaux du composant à optimiser. Grâce aux connaissances acquises lors de l'étude bibliographique, nous allons maintenant étudier, dans les prochains chapitres de cette thèse, les modélisations électrodynamiques et thermiques adaptées aux composants LCT. Toutes ces modélisations ont pour le but de développer un outil d'optimisation du dimensionnement de ces composants.



## **Références bibliographiques du chapitre**

- [ABA-03] M.T. Abakar, « *Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance* », thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2003
- [ACK-01] B. Ackermann, A. Lewalter, "*Two-dimensional calculation of winding losses in planar magnetic components*", Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings, 2001 4th IEEE International Conference.
- [ACK-04] B. Ackermann, A. Lewalter, "*Analytical modelling of winding capacitances and dielectric losses for planar transformers*", Proceedings-of-the-2004-IEEE-Workshop-on-Computers-in-Power-Electronics-IEE-Cat.-No.04TH8750. 2004: 2-9, IEEE, Piscataway, NJ, USA
- [ALB-96] M. Albach, T. Durbaum, A. Brockmeyer, "*Calculating core losses in transformers for arbitrary magnetizing currents a comparison of different approaches*", In PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (1996), pp. 1463-1468.
- [ALV-05] F. Alves, R. Lebourgeois, T. Waeckerle "*Soft magnetic materials for electrical engineering: State of the art and recent advances*" European Transactions on Electrical Power Vol 15, issue 6, 2005
- [ARA-04] M. Arab, E. Laboure, F. Costa, "*Design of an integrated inductor-transformer LT component for power electronic applications*", In 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551) (2004), pp. 4861-4866.
- [ARA-05] M. Arab, E. Laboure, F. Costa, "*Impedance calculation of integrated magnetic components in a wide frequency range*", In 2005 European Conference on Power Electronics and Applications (2005), pp. 10 pp.-P.10.
- [ARA-06] M. Arab, « *Contribution au développement d'outil numérique pour la conception de dispositifs passifs intégré* », thèse de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2006.
- [BAR-96] M. Bartoli, N. Noferi, A. Reatti, M. K. Kazimierczuk, "*Modeling Litz-wire winding losses in high-frequency power inductors*", In PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (1996), pp. 1690-1696.
- [BES-08] A. Besri, X. Margueron, J. Keradec, et B. Delinchant, "*Wide frequency range lumped element equivalent circuit for HF planar transformer*", Power

- Electronics Specialists Conference PESC IEEE, 2008, pp. 766-772.
- [BLA-94] F. Blache, J. P. Keradec, B. Cogitore, “*Stray capacitances of two winding transformers: equivalent circuit, measurements, calculation and lowering*”, In Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (1994), pp. 1211-1217.
- [BOS-04] A. Van den Bossche, V. C. Valchev, G. B. Georgiev, “*Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms*”, In 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551) (2004), pp. 4814-4818.
- [CHE-05] R. Chen, F. Canales, B. Yang, J.D. Van.Wyk, D.Jacobus, “*Volumetric optimal design of passive integrated power electronics module (IPEM) for distributed power system (DPS) front-end DC/DC converter*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Jan.-Feb. 2005, 41, Issue:1, p9 - p17
- [COO-86] N. R. Coonrod, “*Transformer computer design aid for higher frequency switching power supplies*”, IEEE Trans. Power Electron., vol. PE-1 , pp. 248 - 256, 1986.
- [DAI-97] N. Dai, F. C. Lee, “*An algorithm of high-density low-profile transformers optimization*”, In Proceedings of APEC 97 - Applied Power Electronics Conference (1997), pp. 918-924.
- [DOW-66] P.L. Dowell, “*Effect of eddy currents in transformer windings*”, Proceedings IEE, Vol.133, n°8, pp 1387-1394, 1966
- [DUE-01] T. Duerbaum, G. Sauerlaender, “*Energy based capacitance model for magnetic devices*”, In APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181) (2001), pp. 109-115.
- [ESC-02] L. M. Escribano, R. Prieto, J. A. Cobos, J. Uceda, “*Thermal modeling for magnetic components - a survey*”, IECON 02 Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], Vol. 2 (nov 2002).
- [ESC-03] L.M. Escribano, R. Prieto, J.A. Oliver, J.A. Cobos, J. Uceda. “*Analytical Thermal Model for Magnetic Components*”. IEEE Power Electronics Specialist Conference. June 2003. PESC '03. Pages. 861- 866. Vol.2. Acapulco. Mexico.
- [ESC-04] L. M. Escribano, R. Prieto, J. A. Oliver, J. A. Cobos, J. Uceda, “*Analytical model for magnetic components including self-heating effects*”, In 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat.

- No.04CH37551) (2004), pp. 867-872.
- [ESC-05] L. M. Escribano, P. Zumel, R. Prieto, J. A. Oliver, J. A. Cobos, "A very simple analytical approach of thermal modeling for magnetic components", In Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. (2005), pp. 1944-1950.
- [EST-06] C. Estourne "Mise en forme de matériaux par frittage flash", Techniques de l'ingénieur, IN 56, 07/2006
- [FAG-97] J.C.S. Fagundes, A.J.Bastista, P. Viarouge, "Thermal Modeling of Pot Core Magnetic Components Used in High Frequency Static Converters", IEEE Transactions on Magnetic Vol.33, No.22, March 1997.
- [FER-06] J-P. Ferrieux, F. Forest, "Alimentation à découpage - Convertisseur à résonance : Principes, Modélisation, Composants", 3<sup>ème</sup> édition, Dunod, 2006.
- [FER-94] J.A. Ferreira, "Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components", IEEE Transaction on Power Electronic, Vol. 9, No. 1, January 1994.
- [GER-00] M. B. Gerber, I. W. Hofsjager, W. A. Cronje, "Construction and modelling of a planar multi-layer electromagnetically integrated LCCT component", In Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129) (2000), pp. 3044-3050.
- [GER-01] M. Gerber, J. A. Ferreira, I. W. Hofsjager, N. Seliger, "A volumetric optimization of a low pass filter", In Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248) (2001), pp. 2224-2231.
- [GOU-03] P. Goubier, « Etude et conception de composants passifs LCT intégrés », thèse de l'Université Joseph Fourier, 2003.
- [GUO-08] Guo Qiao-hui, Yang Yong-ming, Ding Wei , "Optimizing design and simulation of planar transformers based on integrated software platform", In 2008 IEEE International Conference on Industrial Technology (April 2008), pp. 1-6.
- [HOF-00] I. Hofsjager, J. Ferreira, et D. van Wyk, "Design and analysis of planar integrated L-C-T components for converters" Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 15, 2000, pp. 1221-1227
- [HOF-97] I. W. Hofsjager, J.A. Ferreira, J.D. van Wyk, "Optimised planar integrated L-C-T

- components*", Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual
- [HUR-00] W. G. Hurley, E. Gath, J. G. Breslin , "*Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 2. (March 2000), pp. 369-376.
- [HUR-94] W. G. Hurley, D. J. Wilcox, "*Calculation of leakage inductance in transformer windings*", Power Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 9, No. 1. (jan 1994).
- [HUR-98] W. G. Hurley, W. H. Wolfle, J. G. Breslin, "*Optimized transformer design inclusive of high-frequency effects*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 4. (July 1998), pp. 651-659.
- [JON-06] E.C.W de Jong, J.A. Ferreira, P. Bauer, « *3D integration with PCB Technology* », Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE
- [JON-08] Erik C. W. de Jong, Braham J. A. Ferreira, Pavol Bauer, "*Toward the Next Level of PCB Usage in Power Electronic Converters*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 6. (November 2008), pp. 3151-3163.
- [KER-08] A. Kerim, « *Contribution à l'intégration moyenne de puissance de composants magnétiques pour l'électronique de puissance* », thèse de l'Université Joseph Fourier, 2008
- [LAI-10] K. Lai-Dac, Y. Lembeye, « *Modélisation électromagnétique des composants passifs multi-spîres, multi-couches* ». 13<sup>è</sup> Conférence d'Electronique de Puissance du Futur– Saint Nazaire, France 2010.
- [LAO-03] K. Laouamri, J-P. Ferrieux, S. Catellani, J. Barbaroux, "*Modeling and analysis of wound intergrated LCT structure for single stage resonant PFC rectifier*", IEEE transactions on Power Electronics, vol.18, issu 1, part 1, pp256-269, janvier 2003.
- [LAV-91] E. Laveuve, J. P. Keradec, M. Bensoam, "*Electrostatic of wound components: analytical results, simulation and experimental validation of the parasitic capacitance*", In Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (1991), pp. 1469-1475.
- [LEF-04] G. Lefèvre, « *Conception de convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible* », thèse de l'Université Joseph Fourier, 2004
- [LEM-05] Y. Lembeye, P. Goubier, et J. Ferrieux, "*Integrated planar L-C-T component:*

- Design, Characterization and Experimental Efficiency analysis,*” Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 20, 2005, pp. 593-599.
- [LEW-01] Lewaiter-A, Ackermann-B, "A thermal model for planar transformers", 4th-IEEE-PEDS-2001-Indonesia.-Proceedings-Cat.-No.01TH8594. 2001
- [LI-01] J. Li, T. Abdallah, and C. Sullivan, "Improved calculation of core loss with non sinusoidal waveforms", Industry Applications Conference 2001.
- [LIM-07] M. H. Lim, J. Dong, J. D. van Wyk, T. C. Lee, K. D. T. Ngo "Shielded LTCC Inductor as Substrate for Power Converter", Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE.
- [LOP-03] J. M. Lopera, M. J. Prieto, A. M. Pernia, F. Nuno, "A multiwinding modeling method for high frequency transformers and inductors", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 3. (May 2003), pp. 896-906.
- [MAG-06] X. Margueron, « *Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar* », thèse de l'Université Joseph Fourier, 2006.
- [MAG-07] X. Margueron, J-P. Keradec, "Design of equivalent circuits and characterization strategy for n-input coupled inductors", IEEE Trans. on Industry Applications, Jan.-Feb. 2007, vol. 43, no. 1, pp.14-22.
- [MAR-10] X. Margueron, A. Besri, P. O. Jeannin, J.P. Keradec, G. Parent, "Complete Analytical Calculation of Static Leakage Parameters: A Step Toward HF Transformer Optimization", In IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 46, No. 3. (2010), pp. 1055-1063.
- [MOH-03] N. Mohan, T.M.Undeland, W.P.Robibins "Power Electronics: Converters, Applications and Design", Wiley International, 3<sup>nd</sup> edition, 2003.
- [NAN-03] Xi Nan, C. R. Sullivan, "An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors", Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, Vol. 2.
- [ODE-99] W.G. Odendaal, J.B. Ferreira, "A Thermal Model for High-Frequency Magnetic Components", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, No.4, July/August 1999.
- [OUY-09] Ziwei Ouyang, Ole C. Thomsen, Michael A. E. Andersen, "The analysis and comparison of leakage inductance in different winding arrangements for planar transformer", In 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS) (November 2009), pp. 1143-1148.

- [PER-79] M. Perry, "Multiple Layer Series Connected Winding Design for Minimum Losses", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, No. 1. (January 1979), pp. 116-123.
- [PET-96] R. Petkov, "Optimum design of a high-power, high-frequency transformer", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 1. (Jan 1996), pp. 33-42.
- [REA-02] A. Reatti, M. K. Kazimierczuk, "Comparison of various methods for calculating the AC resistance of inductors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, No. 3. (May 2002), pp. 1512-1518.
- [REI-99] J. Reinert, A. Brockemeyer and R.W. De Doncker, "Calculation in ferri and ferromagnetic material based on the modified Steinmetz equation", Proceedings of 34<sup>th</sup> Annual Meeting of the IEEE Industry Application Society, Vol.3 pp 2087-2092, 1999.
- [ROU-96] J.J. Rousseau, « Modélisation des composant magnétiques en électronique de puissance », Habilitation à diriger de recherche, INSA de Lyon, 1996
- [SCH-00] A. Schellmanns, P. Fouassier, J. P. Keradec, J. L. Schanen, "Equivalent circuits for transformers based on one-dimensional propagation: accounting for multilayer structure of windings and ferrite losses", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, No. 5. (Sept 2000), pp. 3778-3784.
- [SCH-98] A. Schellmanns, K. Berrouche, J. P. Keradec, "Multiwinding transformers: a successive refinement method to characterize a general equivalent circuit", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 47, No. 5. (Oct 1998), pp. 1316-1321.
- [SMI-93] M. C. Smit, J. A. Ferreira, J. D. van Wyk, M. Ehsani, "Technology for manufacture of integrated planar LC structures for power electronic applications", Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on (sep 1993)
- [STE-84] C.P. Steinmetz, "On the law of hysteresis", AIEE Transactions, Vol.9, pp 3-64, 1982. Reprinted under the title "A Steinmetz contribution to the AC power revolution", introduction by J.E. Brittain in Proceedings of the IEEE 72, pp 196-221, 1984.
- [STR-02a] J. T. Strydom, J. D. van Wyk, "Electromagnetic design optimization of planar integrated power passive modules", In 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289) (2002),

- pp. 573-578.
- [STR-02b] J. T. Strydom, J. D. van Wyk, "*Improved loss determination for planar integrated power passive modules*", In APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335) (2002), pp. 332-338.
- [STR-03] J. T. Strydom, J. D. van Wyk, "*Volumetric limits of planar integrated resonant transformers: a 1 MHz case study*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1. (January 2003), pp. 236-247.
- [SUL-01] Charles R. Sullivan, "*Computationally Efficient Winding Loss Calculation with Multiple Windings, Arbitrary Waveforms, and Two- or Three-Dimensional Field Geometry*", IEEE Transaction on Power Electronic, Vol.16, No.1, Jan 2001.
- [URL-89] A. M. Urling, V. A. Niemela, G. R. Skutt, T. G. Wilson, "*Characterizing high-frequency effects in transformer windings-a guide to several significant articles*", In Proceedings, Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (1989), pp. 373-385.
- [VAL-07] B. Vallet, « *Etude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage basée sur un composant passif LCT intégrées* », thèse de l'Université Joseph Fourier, 2007.
- [VAN-88] J. P. Vandelac, P. D. Ziogas, "*A novel approach for minimizing high-frequency transformer copper losses*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 3. (July 1988), pp. 266-277.
- [VEN-02] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, 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.
- [VEN-84] P. S. Venkatraman, "*Winding eddy current losses in switch mode power transformers due to rectangular wave currents*", Proc. Powercon 11, pp. 1 - 11, 1984.
- [WAN-09] Laili Wang, Yunqing Pei, Xu Yang, Xizhi Cui, Zhaoan Wang, "*Three-dimensional integration of high frequency DC/DC converters based on LTCC technology*", Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International (may 2009).
- [WIL-01] F. Wilmot, E. Laboure, F. Costa, S. Faucher, C. Joubert, F. Forest, "*Design,*

*optimization and electromagnetic modeling of integrated passive components for power electronic*”, In 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230) (2001), pp. 1932-1937.

- [WIL-04] F.Wilmot, « *Contribution à la conception et au dimensionnement de fonctions passives intégrées* », thèse de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2004.
- [WYK-05] J. D. Van Wyk, F. C. Lee, Z. Liang, R. Chen, S. Wang, B. Lu, “*Integrating Active, Passive and EMI-Filter Functions in Power Electronics Systems: A Case Study of Some Technologies*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 3. (May 2005), pp. 523-536.
- [ZHA-01a] L. Zhao, W. G. Odendaal, J. T. Strydom, J. D. Van Wyk, “*A one-dimensional thermal model for planar integrated reactive modules*”, In Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248) (2001), pp. 2211-2216.
- [ZHA-01b] Lingyin Zhao, J. T. Strydom, J.D. Van Wyk, “*Optimization and Design of an Integrated LC Resonant Module for Medium and High Power Applications*”, Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual.





# Chapitre II

# Modélisation électrodynamique des composants passifs

## Sommaire du chapitre

<b>Sommaire du chapitre.....</b>	<b>66</b>
<b>II.1. Introduction du problème .....</b>	<b>67</b>
<b>II.2. Analyse des méthodes classiques.....</b>	<b>67</b>
II.2.1. Modélisation d'un composant bobiné classique.....	68
II.2.2. Modélisation d'un composant bobiné planar .....	71
<b>II.3. Nouvelle méthode adaptée au composant LCT -Méthode du schéma équivalent par plaques LEEC.....</b>	<b>73</b>
II.3.1. Méthode du schéma équivalent des plaques (LEEC) .....	74
a) Représentation des effets inductifs et résistifs des plaques conductrices.....	75
b) Représentation des effets inductifs des plaques isolantes .....	78
c) Représentation des effets inductifs et résistifs des plaques magnétiques .....	79
d) Représentation de l'effet électrostatique dans les plaques diélectriques .....	80
e) Schéma LEEC global d'un composant passif.....	81
II.3.2. Extension de la méthode LEEC - Application aux composants LCT .....	83
a) Analyse de la géométrie du composant LCT.....	83
b) Schéma LEEC du noyau ferrite usiné et ajustement de l'inductance de fuite.....	84
c) Schéma LEEC des couches conductrices .....	90
d) Représentation de l'effet résistif dans les couches diélectriques .....	93
e) Simulation fréquentielle et amélioration du couplage capacitif.....	94
f) Simulation temporelle et vérification expérimentale.....	99
g) Modèle des pertes du composant LCT.....	103
<b>II.4. Conclusion.....</b>	<b>106</b>
<b>Références bibliographiques du chapitre.....</b>	<b>108</b>
<b>Références en ligne du chapitre .....</b>	<b>109</b>

## **II.1. Introduction du problème**

Un composant passif, comme n'importe quel dispositif électrique, présente des pertes au cours de son fonctionnement. Ces pertes ont pour origine les trois parties qui le constituent : les pertes dites fer sont la puissance dissipée dans le circuit magnétique, les pertes cuivre sont celles dans les bobinages et les pertes diélectriques sont liées aux parties isolantes du composant. La connaissance du comportement de ces pertes est primordiale pour dimensionner le composant car ce sont les pertes qui provoquent l'échauffement du composant lors de son fonctionnement et que la thermique est la contrainte principale du dimensionnement des dispositifs électriques. Dès lors, en connaissant le comportement électromagnétique d'un composant grâce à une simulation fine, nous pouvons prévoir les points de fonctionnement optimaux pour un dimensionnement donné ou, au contraire, rechercher un dimensionnement optimal pour une application donnée. Pour cela, la modélisation électrodynamique est indispensable pour tous types d'optimisations du dimensionnement des composants d'électronique de puissance

Dans ce chapitre, nous allons analyser les méthodes de modélisation électrodynamique des composants passifs. Le but est de trouver un modèle de pertes électrodynamiques adapté à notre cas d'étude : les composants intégrés LCT. Différents types de modélisations existent : certains sont des modèles analytiques permettant une optimisation aisée et rapide mais qui représentent le comportement du dispositif que dans des conditions bien particulières, d'autres sont numériques et aptes à prendre en compte des phénomènes plus complexes mais nécessitent des simulations parfois plus longues. Afin de modéliser l'ensemble du comportement électromagnétique et électrodynamique du composant, nous allons commencer par une modélisation des pertes cuivre des composants magnétiques classiques bobinés par les méthodes de Dowell et de Ferreira. L'application de ces méthodes sur les composants intégrés est ensuite analysée. Enfin, après avoir montré les limitations des méthodes classiques, nous allons étudier une nouvelle méthode plus adaptée à notre problème.

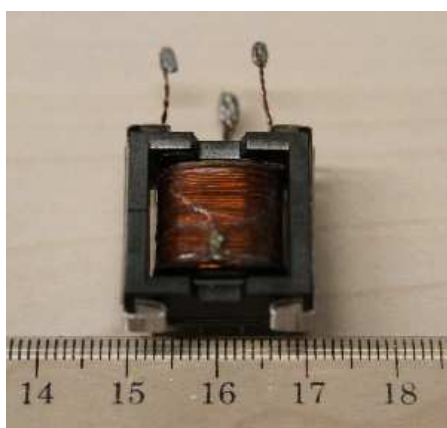
## **II.2. Analyse des méthodes classiques**

Les deux méthodes analytiques les plus connues pour modéliser de pertes cuivre des composants magnétiques conventionnels sont la méthode se basant sur l'homogénéisation des conducteurs en plaques de Dowell [DOW-66] et la solution exacte du problème de courant induit d'un conducteur rond isolé dite la méthode de Ferreira [FER-94]. Ces deux méthodes analytiques simples présentent le gros avantage d'être aisées à mettre en œuvre par opposition aux méthodes utilisant la simulation numérique (éléments finis, PEEC, ...). Les méthodes de Dowell et de Ferreira donnent des précisions acceptables dans le cas où les conditions

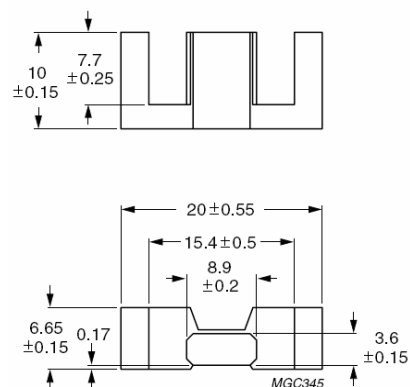
d'application présentées au chapitre I sont respectées. Des simulations électrostatiques et harmoniques par éléments finis ont montré que les hypothèses simplificatrices sont respectées pour les composants présentant des géométries adaptées [LEF-04] pour lesquelles les champs magnétiques dans la fenêtre de bobinage se propagent uni-directionnellement et tangentiellement aux plaques des conducteurs. De plus, l'effet de peau (provoqué par le champ propre des conducteurs) et l'effet de proximité (provoqué par les champs des conducteurs voisins) peuvent être calculés séparément (hypothèse d'orthogonalité). Les expressions détaillées de ces deux méthodes sont présentées en Annexe A et B, nous ne présentons ici des résultats d'application de ces méthodes aux composants étudiés.

### II.2.1. Modélisation d'un composant bobiné classique

Afin de vérifier et d'analyser l'application des méthodes de modélisation classiques au composant passif, un composant bobiné a été fabriqué et des mesures d'impédance ont été réalisées à l'aide d'un analyseur d'impédance Agilent 4294A [Agilent]. A préciser que ce composant est un transformateur dimensionné pour fonctionner à  $250kHz$  et transite une puissance de  $12W$ . Son circuit magnétique est un noyau ferrite EFD20/10/7 de chez Ferroxcube dont la géométrie est donnée dans Figure II-1b. Le bobinage primaire est composé de 40 spires de fils de cuivre émaillé de diamètre  $0,33/0,28mm$ . Le même fils est utilisé pour réaliser le secondaire mais cette fois composée de 20 spires de deux fils en parallèle. L'organisation des bobinages dans la fenêtre de bobinage est de type PSSP (1 couche primaire – 2 couches secondaires consécutives – 1 couche primaire). Des bandes adhésives de Kapton d'épaisseur de  $100\mu m$  sont placées entre les différents bobinages pour garantir l'isolation. Ce composant a été bobiné en utilisant une carcasse afin de pouvoir facilement assembler les deux pièces en forme E du noyau ferrite Figure II-1a.



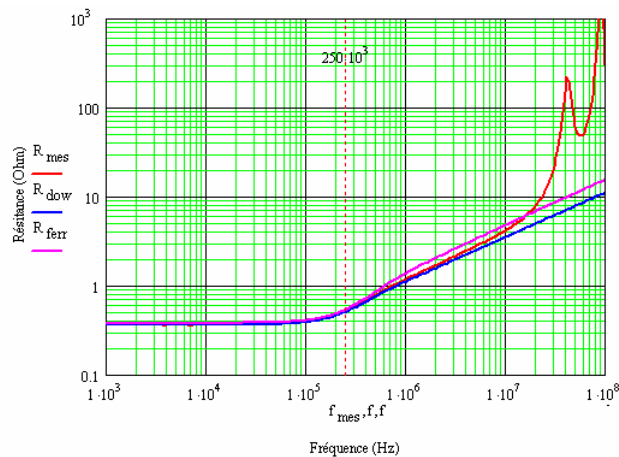
a. Composant



b. Noyau EFD 20/10/7

Figure II-1. Composant bobiné et géométrie du noyau magnétique

La Figure II-2 présente la résistance AC du transformateur vue du primaire lorsque le secondaire est en court circuit. La variation de cette résistance en fonction de la fréquence, représentative des pertes cuivre dans le transformateur pour une excitation sinusoïdale, a été modélisée par les deux méthodes de Dowell et de Ferreira. Ensuite elle est mesurée afin de vérifier la précision de ces méthodes. Sur la Figure II-2 la courbe rouge représente la résistance mesurée par rapport à celle bleue obtenue par la méthode de Dowell et celle violette obtenue par la méthode de Ferreira.



**Figure II-2. Résistance AC des bobinages du composant bobiné**

Nous constatons que les deux méthodes donnent des précisions acceptables jusqu'à  $10\text{MHz}$ . Au de là de cette fréquence, les phénomènes électrostatiques commencent à influencer et provoquent des résonances qui modifient fortement les effets résistifs du composant. Les deux méthodes classiques ne peuvent pas prendre en compte ce phénomène.

Si l'on compare la méthode de Dowell à celle de Ferreira, nous voyons, Figure II-2, que la méthode de Ferreira surévalue la résistance (18,6% à  $1\text{MHz}$  et 20,8% à  $5\text{MHz}$ ) tandis que celle de Dowell la sous-évalue (-5% à  $1\text{MHz}$  et -10% à  $5\text{MHz}$ ) bien qu'elle soit plus précise dans ce cas. Selon Nan Ni et C. Sullivan [NAN-03], la méthode de Ferreira modélise plus précisément les composants dont les enroulements sont bobinés plus lâchement car la solution exacte du problème de courant induit dans un conducteur cylindrique isolé prend alors son avantage. Dans le cas de ce composant, nous nous trouvons face à une conception pour laquelle les conducteurs sont densément positionnés, alors la méthode de Dowell avec homogénéisation des conducteurs en plaques modélise plus précisément le comportement. Pour les composants intégrés dans lesquels les bobinages sont plutôt planaires et très denses, la méthode de Dowell sera donc à préférer à celle de Ferreira.

La modélisation de l'inductance de fuite du transformateur reste, quant à elle, un point critique pour toutes les méthodes analytiques connues actuellement. Nous n'avons pas de document présentant la modélisation de l'inductance de fuite de composant magnétique par la

méthode de Ferreira et donc nous avons analysé que la méthode de Dowell. La Figure II-3 présente la variation de l'inductance de fuite du transformateur modélisée par les expressions analytiques de Dowell (courbe bleue) et la comparaison avec la mesure (courbe rouge). Nous voyons qu'une chute de la valeur de cette inductance en haute fréquence a été modélisée, en revanche, il reste une différence significative de comportement entre les courbes modélisée et mesurée.

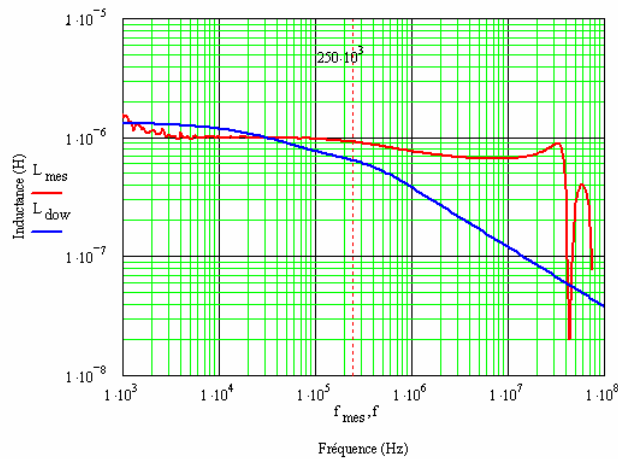
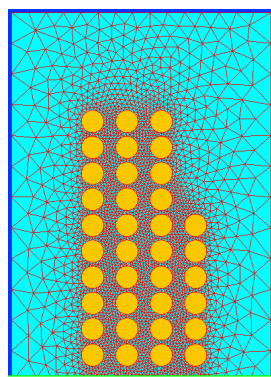
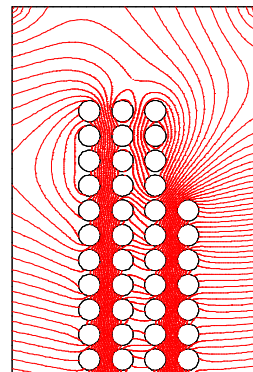


Figure II-3. Inductance de fuite du transformateur : comparaison de la méthode de Dowell et de la mesure



a. Géométrie 1/2 fenêtre de bobinage



b. Distribution des champs

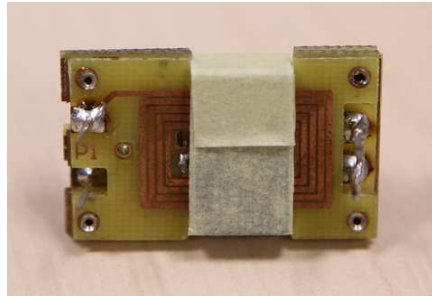
Figure II-4. Modélisation magnéto harmonique par éléments finis FLUX®2D

Une raison de cette erreur de modélisation de l'inductance de fuite est explicable en faisant une simulation magnéto harmonique par éléments finis dont le résultat est présenté Figure II-4. Sur cette figure, on peut voir que, quand il existe un écartement important entre les conducteurs des couches ou/et une occupation significative du volume de la fenêtre de bobinage par des couches diélectriques alors, la distribution du champ magnétique dans les couches diélectriques n'est plus homogène. L'énergie magnétique stockée dans ces couches est différente de celle estimée ce qui influe sur la valeur de l'inductance de fuite du transformateur.

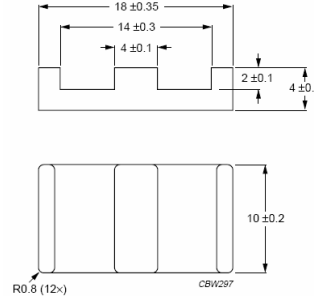
Toutefois, les résultats obtenus par cette modélisation ont montré une bonne concordance du comportement fréquentiel de la résistance des enroulements du composant bobiné classique entre modèle et mesure. La méthode de Dowell doit donc pouvoir être utilisée pour les composants planars intégrés et pour valider cette proposition, nous allons analyser l'application de cette méthode dans le cas de la modélisation de pertes cuivre d'un composant planar multi-couche.

### II.2.2. Modélisation d'un composant bobiné planar

Afin de confronter modélisation et mesure, nous avons réalisé un composant multi-couche nous servant de référence, il s'agit ici d'un transformateur Figure II-5a de 6 couches : 4 couches mises en série au primaire, 5 spires par couche dont les dimensions sont présentées Figure II-6a, 2 couches au secondaires mises en parallèle dont les dimensions sont présentées Figure II-6b. Le composant a donc 20 spires au primaire et une 1 spire au secondaire. L'épaisseur des couches conductrices en cuivre est de  $35\mu m$  et celle de l'époxy du circuit imprimé  $850\mu m$ . Le noyau magnétique utilisé est E20/4/10 dont les dimensions sont présentées Figure II-5b. Ce composant est dimensionné pour fonctionner à  $250kHz$  et transite une puissance de  $12W$ .

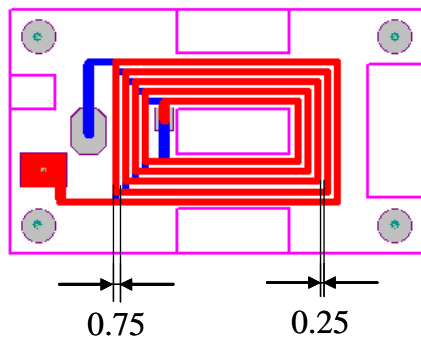


a. Composant

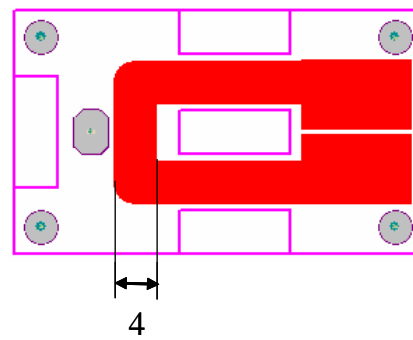


b. Noyau E20/4/10

Figure II-5. Composant planar et géométrie du noyau magnétique



a. Primaire



b. Secondaire

Figure II-6. Géométrie des bobinages du composant planar.



La Figure II-7 présente la variation de la résistance des enroulements du transformateur modélisée par la méthode de Dowell (courbe bleue) et la comparaison avec la mesure (courbe rouge). Nous pouvons constater une bonne concordance de la valeur de résistance « DC » à moyenne fréquence (de  $3kHz$  à  $100kHz$ ). D'autre part, nous pouvons expliquer la mauvaise concordance à faible fréquence au dessous de  $3kHz$  par l'effet du faible couplage magnétique primaire - secondaire à faible fréquence, la résistance au secondaire n'est pas ramenée au primaire et une chute de résistance totale des enroulements mesurée aux bornes primaires du composant est vue dans cette mesure. Certes à haute fréquence, les effets de peau et de proximité n'apparaissent théoriquement qu'à partir de  $3MHz$  pour une épaisseur des pistes conductrices de  $35\mu m$  et ils sont bien présents dans la courbe de la résistance modélisée par la méthode de Dowell. Pourtant la mauvaise concordance entre la modélisation et la mesure montre ici que ces phénomènes apparaissent à des fréquences beaucoup plus faibles (à partir de  $100kHz$ ) dans le composants planar. La modélisation par la méthode de Dowell ne semble donc pas valable dans ce cas d'étude.

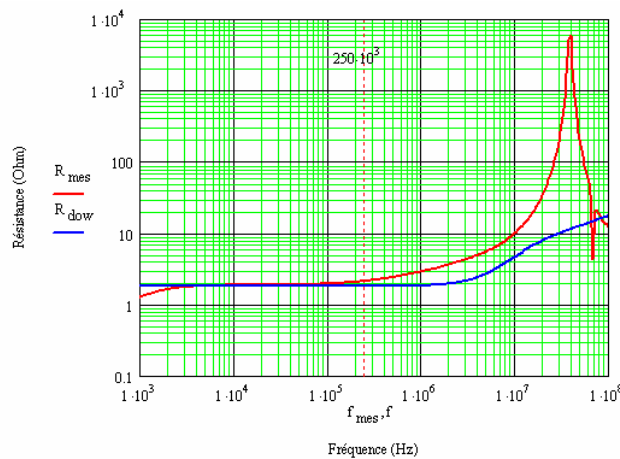


Figure II-7. Résistance AC des bobinages du composant planar

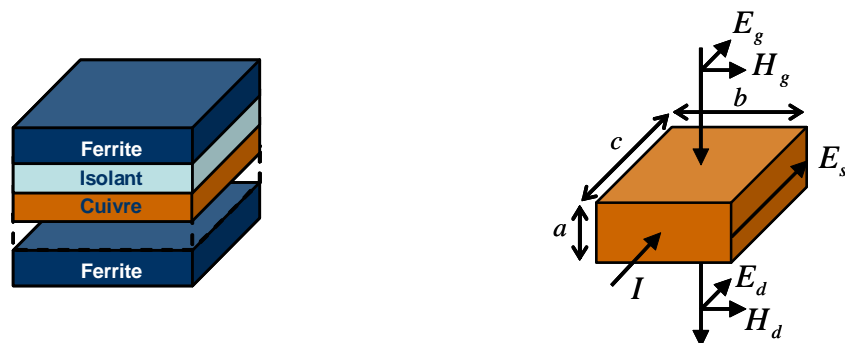
Nous avons essayé dans cette partie de modéliser analytiquement le comportement des pertes cuivre des composants passifs par les méthodes classiques de Dowell et de Ferreira. Les résultats obtenus montrent que nous pouvons appliquer ces méthodes pour la modélisation d'un composant bobiné conventionnel mais ces méthodes ne peuvent pas être directement utilisées pour la modélisation électromagnétique des composants passifs planars multi-couches.

Pour la modélisation des pertes fer, la méthode de Steinmetz et ses dérivées présentées au chapitre I peuvent nous donner des résultats d'une bonne précision si les conditions de fonctionnement sont bien définies. Pourtant en utilisant cette méthode les modélisations des différentes sources de pertes d'un composant sont toujours séparées par des modèles différents et peuvent provoquer des problèmes de compatibilité lors du calcul. La méthode que nous allons étudier dans la suite de ce chapitre peut résoudre ce problème par une prise en compte de tous

les types de pertes présent lors du fonctionnement du composant dans un modèle de simulation schématique unique.

### II.3. Nouvelle méthode adaptée au composant LCT - Méthode du schéma équivalent par plaques LEEC

LEEC (Lumped Element Equivalent Circuit) est une méthode de modélisation analytique des composants passifs magnétiques, développée par J-P. Keradec [SCH-00] [BES-08] au sein du Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab). Cette méthode se base sur l'hypothèse qu'un composant magnétique est constitué d'un empilement de plaques conductrices, isolantes et magnétiques. Toutes les plaques sont supposées infinies, constituées de matériaux supposés linéaires, homogènes et isotropes. Leurs caractéristiques électromagnétiques peuvent donc être décrites par deux scalaires complexes : la perméabilité complexe et la permittivité complexe. En raison des dimensions infinies, les échanges d'énergie s'effectuent perpendiculairement aux plaques en se basant sur les ondes électrique et magnétique tangentielle aux plaques Figure II-8. Cette approche permet de représenter chaque plaque par un circuit électrique équivalent et l'assemblage de toutes les couches peut être utilisé pour modéliser les comportements électromagnétiques et électrostatiques du composant.



a. Hypothèse de conception du composant

b. Hypothèse de direction des champs

#### Figure II-8. Hypothèses pour l'application de la méthode LEEC

En étudiant le problème de propagation harmonique des ondes électromagnétiques dans une plaque sous les hypothèses de simplification ci-dessus, nous arrivons à caractériser l'impédance d'une plaque à partir de sa géométrie et de sa nature physique (perméabilité et permittivité complexe).

### II.3.1. Méthode du schéma équivalent des plaques (LEEC)

En appliquant le théorème d'Ampère sur un contour associé à une largeur de plaque dans la fenêtre de bobinage (en supposant qu'il y a une seule spire dans la plaque), l'équation de continuité des champs magnétiques à travers la plaque s'écrit :

$$H_d - H_g = J = \frac{I}{b} \quad \text{Eq. II-1}$$

Le problème électromagnétique dans la plaque revient à un système d'équations qui décrit la relation entre les champs magnétiques et les champs électriques. Il s'écrit en général sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_g \\ E_s \end{bmatrix} = [Z] \cdot \begin{bmatrix} H_d \\ H_g \\ J \end{bmatrix} \quad \text{Eq. II-2}$$

Dans le cas d'une plaque alimentée par une source électrique, ces relations ci-dessus ont la même forme que celles fournies par les lois de Kirchhoff et la loi d'Ohm appliquées à un quadripôle électrique dont le schéma est donné Figure II-9.

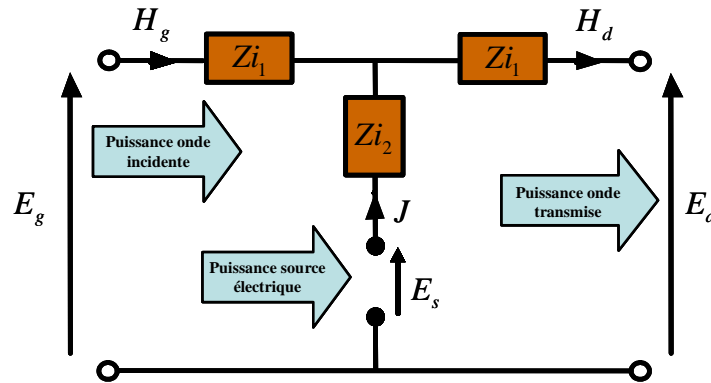


Figure II-9. Représentation électrique sous forme quadripolaire

Les impédances  $Z_{i1}$  et  $Z_{i2}$  dépendent du déphasage  $\varphi$  ou de l'atténuation des ondes harmoniques  $A$  provoqué par la traversée du milieu d'épaisseur  $a$  ainsi que de l'impédance caractéristique  $Z_c$  de ce milieu. Toutes ces grandeurs dépendent de la perméabilité complexe  $\bar{\mu}$  et de la permittivité complexe  $\bar{\epsilon}$  du matériau constituant le milieu. Il faut noter ici que l'hypothèse des plaques infinies peut être utilisée dès lors que les plaques ont une épaisseur  $a$  très faible devant leur largeur et leur longueur.

$$\varphi = \omega \sqrt{\bar{\mu} \bar{\epsilon}} \cdot a \quad \text{Eq. II-3}$$

$$A = e^{-j\varphi} \quad \text{Eq. II-4}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad \text{Eq. II-5}$$

L'expression des impédances  $Z_{i_1}$  et  $Z_{i_2}$  s'écrit :

$$Z_{i_1} = Z_c \frac{1-A}{1+A} = j \cdot Z_c \cdot \tan\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad \text{Eq. II-6}$$

$$Z_{i_2} = Z_c \frac{2A}{1-A^2} = j \cdot Z_c \cdot \frac{1}{\sin \varphi} \quad \text{Eq. II-7}$$

A partir du quadripôle électrique, nous pouvons représenter le couplage inductif et l'effet résistif de la plaque par un schéma électrique. Pour ne manipuler que des courants et des tensions, les impédances  $Z_{i_1}$  et  $Z_{i_2}$  seront multipliées par un rapport  $c/b$ . On insère aussi un coupleur de rapport 1 afin d'assurer l'isolation galvanique de l'entrée électrique. Nous obtenons alors un schéma électrique équivalent à celui du quadripôle (Figure II-10).

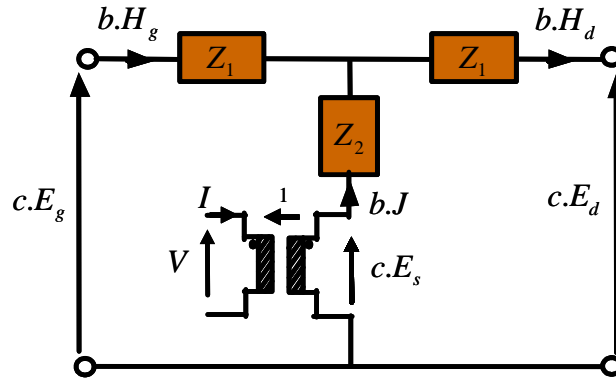


Figure II-10. Schéma équivalent pour une plaque alimentée par une source électrique

L'expression des impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  :

$$Z_1 = jZ_c \frac{c}{b} \tan\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad \text{Eq. II-8}$$

$$Z_2 = jZ_c \frac{c}{b} \frac{1}{\sin \varphi} \quad \text{Eq. II-9}$$

Cette représentation est générale pour tous les types de plaque mais elle peut se simplifier en fonction du matériau constituant la plaque étudiée : conducteur des bobinages, isolant diélectrique ou noyau magnétique.

### a) Représentation des effets inductifs et résistifs des plaques conductrices

Pour une couche conductrice, nous avons les simplifications suivantes :

$$\bar{\mu}_c = \mu_0 \quad \text{Eq. II-10}$$

$$\bar{\epsilon}_c = \frac{\sigma}{j\omega} = \frac{1}{j\omega\rho} \quad \text{Eq. II-11}$$

Les impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  se déduisent :

$$Z_1 = (j-1)r_{dc} \cdot \frac{a}{\delta} \cdot \tan\left(\frac{1-j}{2} \frac{a}{\delta}\right) \quad \text{Eq. II-12}$$

$$Z_2 = (1-j)r_{dc} \cdot \frac{a}{\delta} \cdot \frac{1}{\tan\left[(1-j)\frac{a}{\delta}\right]} \quad \text{Eq. II-13}$$

Où  $r_{dc}$  et  $\delta$  sont la résistance DC et l'épaisseur de l'effet de peau de la plaque conductrice considérée. On voit que, à basse fréquence, l'impédance  $Z_2$  tend vers  $r_{dc}$  :

$$r_{dc} = \rho \frac{c}{ab} \quad \text{Eq. II-14}$$

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0}} \quad \text{Eq. II-15}$$

Pour pouvoir intégrer ce schéma, dont les éléments varient en fonction de la fréquence, dans un simulateur de type circuit, il est nécessaire de représenter les expressions mathématiques présentées en Eq. II-12 et Eq. II-13 par des composants électriques à constantes localisées. C'est-à-dire des résistances, des inductances, des condensateurs et des coupleurs dont les valeurs sont indépendantes de la fréquence. Cette représentation ne pourra être que approximative dès lors qu'un nombre maximum de composants utilisé pour la représentation sera fixé. Malgré tout, les auteurs ont recherché différentes représentations pour ces dipôles permettant un meilleur suivi du comportement fréquentiel et ont réussi à limiter l'erreur de cette représentation à moins de 1% sur une large bande de fréquence allant jusqu'à 30MHz .

L'étude complète du comportement des impédances  $Z_1$  et  $Z_2$  montre que ces impédances peuvent avoir des valeurs négatives posant des problèmes de résolution dans les logiciels de type circuit. Pour corriger ce problème, il est plus intéressant de redessiner le schéma équivalent en adoptant celui présenté Figure II-11 qui, par l'ajout d'un coupleur, permet d'assurer des valeurs positives aux différentes impédances.

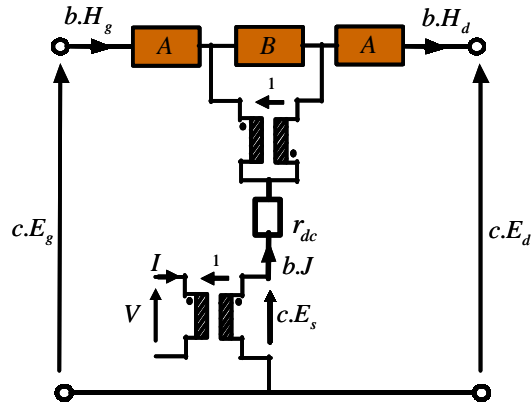


Figure II-11. Schéma LEEC d'une plaque conductrice

Les liens entre les impédances \$A\$ et \$B\$ et les impédances \$Z\_1, Z\_2\$ est alors :

$$A = Z_1 + 2Z_2 - 2r_{dc} \quad \text{Eq. II-16}$$

$$B = 4r_{dc} - 4Z_2 \quad \text{Eq. II-17}$$

Ces impédances sont alors représentées par des schémas à constantes localisées permettant de limiter les erreurs avec les formules exactes [BES-08]. Ces schémas sont donnés pour les impédances \$A\$ et \$B\$ Figure II-12.

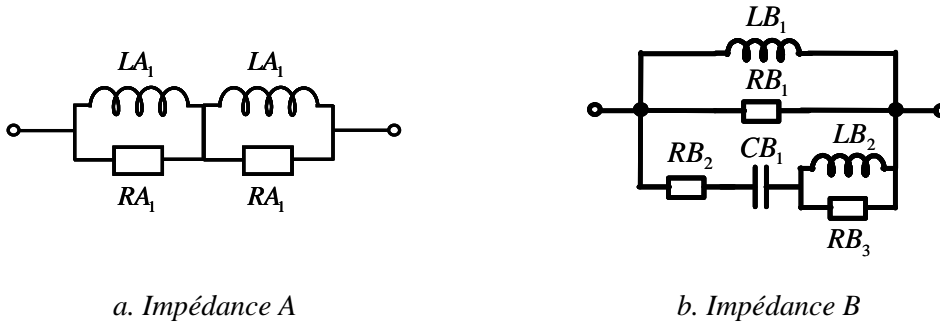


Figure II-12. Schéma LEEC des impédances \$A\$ et \$B\$

Pour simplifier l'expression des impédances \$A\$ et \$B\$, on définit les variables intermédiaires \$l\_{dc}\$ et \$c\_{dc}\$ ci-dessous :

$$l_{dc} = \mu_0 \frac{ac}{b} \quad \text{Eq. II-18}$$

$$c_{dc} = \mu_0 \cdot \sigma^2 \cdot \frac{a^3 \cdot b}{c} \quad \text{Eq. II-19}$$

Tableau II-1. EXPRESSIONS DES ELEMENTS DE L'IMPEDANCE A

$LA_1 = 0,115.l_{dc}$	$RA_1 = 4,93.r_{dc}$
$LA_2 = 51,4.10^{-3}.l_{dc}$	$RA_2 = 15,92.l_{dc}$

Tableau II-2. EXPRESSIONS DES ELEMENTS DE L'IMPEDANCE B

Initialement	$LB_1 = \frac{2}{3}l_{dc}$	$CB_1 = \frac{11}{5600}c_{dc}$	$LB_2 = \frac{50}{891}l_{dc}$
	$RB_1 = \frac{40}{7}r_{dc}$	$RB_2 = \frac{9520}{1089}r_{dc}$	$RB_3 = \frac{31460}{4869}r_{dc}$
Ajustement	$LB_1$ : inchangée	$CB_1$ : x 0,942	$LB_2$ : x 2,44
	$RB_1$ : inchangée	$RB_2$ : x 0,761	$RB_3$ : x 1,303

**b) Représentation des effets inductifs des plaques isolantes**

Pour les couches isolantes, comme il n'y a pas de source d'alimentation électrique, le schéma LEEC inductif et résistif est réduit à deux impédances  $Z_1$  mise en série, soit équivalent à une impédance de  $2Z_1$ . Dans un premier temps, si l'on néglige l'effet résistif dans ces couches, on peut simplifier la perméabilité complexe et la permittivité complexe en les considérant réelles.

$$\bar{\mu}_d = \mu_0 \mu_r \quad \text{Eq. II-20}$$

$$\bar{\epsilon}_d = \epsilon_0 \epsilon_r \quad \text{Eq. II-21}$$

Les matériaux diélectriques classiques utilisés à l'heure actuelle sont souvent amagnétiques ( $\mu_r = 1$ ) et leurs permittivité relative est de l'ordre de quelques unités. On voit avec cette remarque que la vitesse de propagation de l'onde dans ces couches  $v = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$  n'est pas loin de celle de la lumière ( $v_c = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$ ). En conséquence, la longueur d'onde est très grande devant l'épaisseur de la plaque. Le déphasage  $\varphi$  est donc suffisamment petit pour que l'on puisse approximer sa tangente par son argument. L'expression de l'impédance  $2Z_1$  revient à celle d'une inductance  $L_d$ , elle fait partie de l'inductance de fuite due à l'écartement des enroulements du composant. Notons dans les expressions suivantes que  $a_d$  est l'épaisseur de la couche d'isolant.

$$2Z_1 = 2j.Z_c \frac{c}{b} \left( \frac{\varphi}{2} \right) = j\omega\mu_0 \frac{c.a_d}{b} \quad \text{Eq. II-22}$$

$$L_d = \mu_0 \frac{c.a_d}{b} \quad \text{Eq. II-23}$$

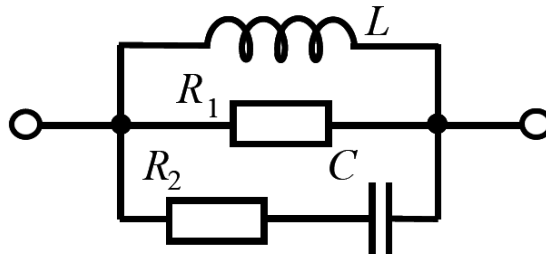
**c) Représentation des effets inductifs et résistifs des plaques magnétiques**

Pour les couches magnétiques, nous arrivons aussi à représenter ses effets inductifs et résistifs par une impédance  $2Z_1$  comme pour les couches isolantes. Pourtant les composants passifs d'électronique de puissance fonctionnant en haute fréquence utilisent souvent des matériaux de type ferrite qui ont une perméabilité relative très grande (de l'ordre quelques milliers). L'épaisseur de ces couches est aussi beaucoup plus grande que celle des couches diélectriques. L'approximation de l'impédance  $2Z_1$  comme pour les couches diélectriques n'est donc plus valable. En réalité, l'impédance de ces couches joue le rôle de l'impédance magnétisante du composant, nous pouvons donc utiliser les données de perméabilité complexe  $\bar{\mu}$  et le facteur de l'inductance magnétisante  $A_L$  fournie par le fabricant pour représenter l'effet inductif et résistif dans ces couches.

$$\bar{A}_L(f) = A_L \cdot \frac{\bar{\mu}(f)}{\mu_r} \quad \text{Eq. II-24}$$

$$2Z_1 \sim Z_{mag} = j\omega\bar{A}_L(f) \quad \text{Eq. II-25}$$

En connaissant le comportement fréquentiel de l'impédance magnétisante du composant, une représentation par un schéma à constantes localisées est retenue expérimentalement par approximation. Dans [BES-08], les auteurs proposent une combinaison d'éléments comme présentée Figure II-13 pour représenter l'effet inductif et résistif dans les plaques de type ferrite.



**Figure II-13. Schéma LEEC d'une plaque magnétique**

Il apparaît ici un point critique sur la précision de l'automatisation de schéma LEEC pour un noyau quelconque. En effet, d'une part, les fabricants ne nous fournissent le comportement de la perméabilité complexe d'un tel matériau magnétique que pour une bande de fréquence limitée (par exemple de 10kHz à 10MHz pour la ferrite TDK® PC40 ou plus restreinte de



100kHz à 10MHz pour la ferrite Ferroxcube® 3F3). D'autre part, le facteur de l'inductance magnétisante  $A_L$  n'est donné que pour un noyau fixé. Toutes modifications des données géométriques par un usinage par exemple auront une répercussion important sur cette valeur. La génération des paramètres L, R, C pour un noyau ferrite usiné, ce qui sera notre cas pour le composant LCT, sera expliquée paragraphe II.3.2.

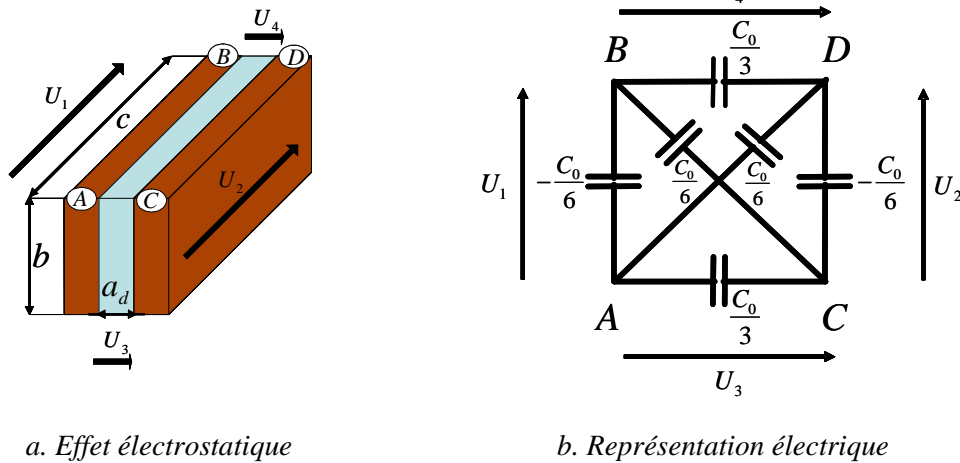
#### ***d) Représentation de l'effet électrostatique dans les plaques diélectriques***

Nous venons de le voir, nous avons la possibilité, de modéliser les effets inductifs et résistifs d'un composant magnétique par des schémas équivalents à constantes localisées. Pour prendre en compte le comportement électrodynamique du composant, il nous faut également modéliser les effets capacitifs dont il peut être le siège. Ces effets ne sont pas visibles dans les couches conductrices et magnétiques puisque qu'elles sont dominées par des effets inductifs et résistifs. En revanche, dans les couches diélectriques, ces effets ne peuvent pas être négligés d'autant plus si, comme dans ce travail, ces couches sont étudiées pour favoriser les effets capacitifs en utilisant des matériaux à la fois fins et présentant des permittivités diélectriques élevées. Il est donc nécessaire de compléter notre modélisation par la représentation de ce comportement.

Considérons une couche diélectrique d'épaisseur  $a_d$ , cette couche joue le rôle d'un isolant entre deux couches conductrices ayant une surface en regard  $S_d = b.c$ . Quand il n'y a pas de connexion électrique directe entre ces deux couches conductrices et en supposant qu'il y a une seule différence potentiel entre ces deux couches (tension appliquée aux deux armatures), la capacité de la couche diélectrique s'écrit :

$$C_0 = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{b.c}{a_d} \quad \text{Eq. II-26}$$

Malheureusement nous ne pouvons pas utiliser une seule capacité de valeur  $C_0$  pour représenter l'effet capacitif dans les couches diélectriques des composants passifs car dans ce cas, les électrodes de ce type de condensateur ne sont pas équipotentielles. Pour un tel système électrostatique, il est nécessaire de prendre en compte l'évolution des potentiels le long des électrodes faisant qu'il nous faut quatre potentiels différents soit trois potentiels indépendants pour décrire le système Figure II-14a. En première approximation, on peut considérer que les potentiels le long des armatures varient linéairement. Dans ce cas, les champs électriques et donc l'énergie électrostatique dans les couches diélectriques peuvent être évalués analytiquement [LAV-91] et un système de six capacités peut être utilisé pour représenter le couplage capacitif du système Figure II-14b.



**Figure II-14. Représentation électrique de l'effet électrostatique d'une plaque diélectrique**

En se basant sur ce système de six capacités croisées, les corrections par ajustement des termes liés aux formes géométriques des couches conductrices peuvent améliorer la précision de la modélisation de ce couplage [ACK-04]. Pour les composants planaires multi-spires, multicouches comme les LCT, il est très important de prendre en compte la corrélation de la position des spires en regardant le sens de bobinage pour obtenir une meilleure modélisation de l'effet capacitif du composant. Ces améliorations appliquées aux composants mixtes LCT seront expliquées au paragraphe II.3.2.

**e) Schéma LEEC global d'un composant passif**

Lorsque tous les types de plaques (conductrices, diélectriques, magnétiques) d'un composant passif sont représentés par leurs schémas LEEC correspondants, l'empilement de ces schémas peut être implémenté dans un simulateur de type circuit (Pspice®, PSIM®, Simplorer®,...) pour retraduire le comportement électrodynamique du composant. Pour cela, cet empilement doit être conforme aux dispositions réelles adoptées pour la réalisation du composant. Ce schéma ne permet pas seulement d'effectuer des analyses fréquentielles du comportement mais aussi de rendre compte du comportement temporel du composant lors d'une simulation temporelle dans une structure de convertisseur. La figure Figure II-15 montre une association de quatre couches (1 magnétique, 2 conductrices et 2 isolantes).

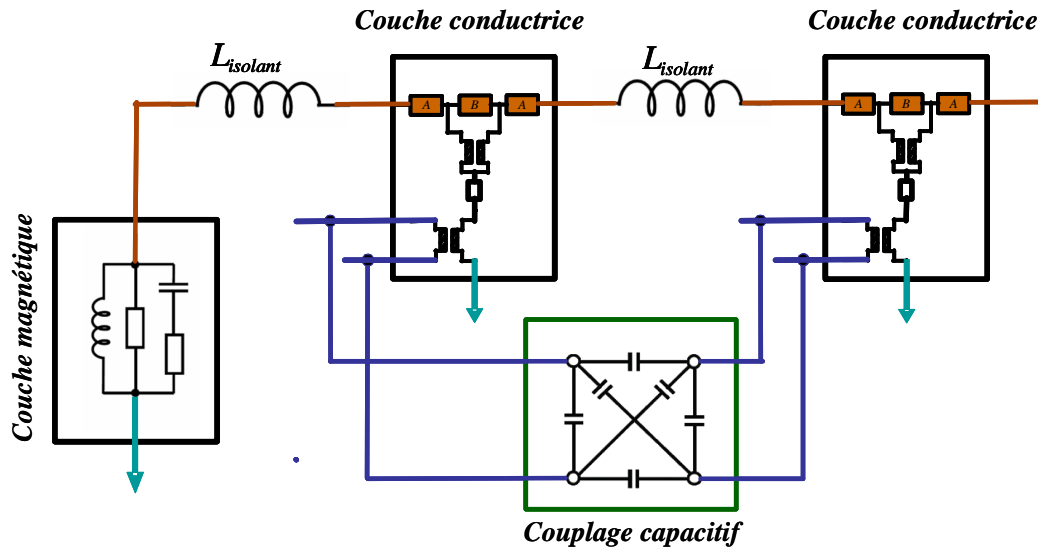


Figure II-15. Association des circuits équivalents des plaques

Afin de simuler ce schéma dans un simulateur schématisé, il est nécessaire de fixer une référence des potentiels électriques. Pour choisir cette référence, on peut, d'une part constater que le champ électrique dans les couches magnétiques est quasiment nulle et d'autre part, voir que dans la plupart des cas la géométrie du composant est symétrique et le point milieu de la jambe centrale du noyau magnétique peut alors être utilisé comme référence. Pour faire apparaître ce point dans le schéma LEEC du composant, il est nécessaire de couper le noyau magnétique en deux parties identiques. Du point de vue électrique, les deux couches magnétiques que l'on vient de créer à partir d'un noyau unique sont mises en parallèle et le schéma LEEC de chaque couche représente une impédance de  $2Z_{mag}$ .

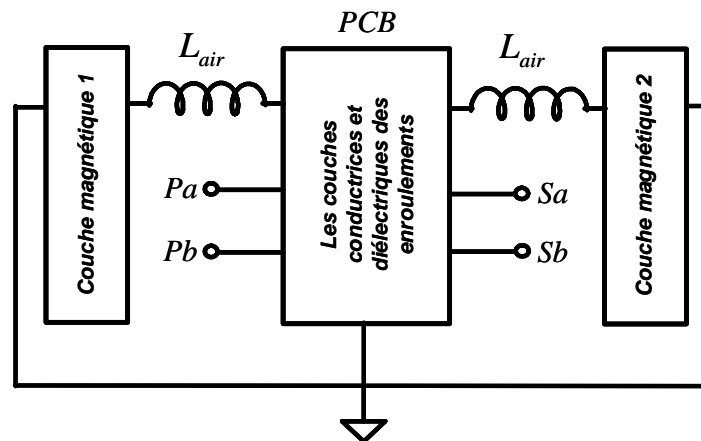


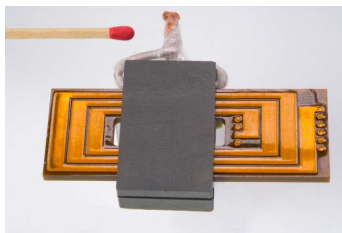
Figure II-16. Schéma LEEC globale d'un transformateur

Cette méthode a été validée pour un transformateur planaire 38 couches, 1 spire par couche [BES-08] mais nous allons voir dans la suite que cette approche peut-être appliquée plus généralement aux composants planars multi-couches, multi-spices et plus particulièrement aux composant LCT.

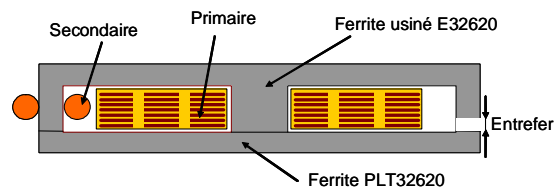
### II.3.2. Extension de la méthode LEEC - Application aux composants LCT

#### a) Analyse de la géométrie du composant LCT

Afin de valider la méthode LEEC et de mettre en œuvre un modèle de pertes pour le composant LCT, nous avons confronté cette modélisation analytique à un composant hybride complexe LCT Figure II-17. Ce composant planaire se compose de 14 couches conductrices en cuivre, 7 couches diélectriques en Kapton, et 6 couches diélectriques en Epoxy adhésive. Les primaires de 21 spires chacun (3 spires par couche) sont bobinés autour de la jambe centrale d'un noyau ferrite E/PLT-32/6/20. Le secondaire constitué d'une spire de fils de Litz (400 brins de cuivre à diamètre de  $0,05\text{mm}$ ) est bobiné autour de la jambe latérale. L'autre jambe latérale est usinée pour réaliser un entrefer de  $0,9\text{mm}$  afin d'obtenir une inductance de fuite de  $110\mu\text{H}$ . Le composant étudié a donc 21 spires au primaire et 1 spire au secondaire.

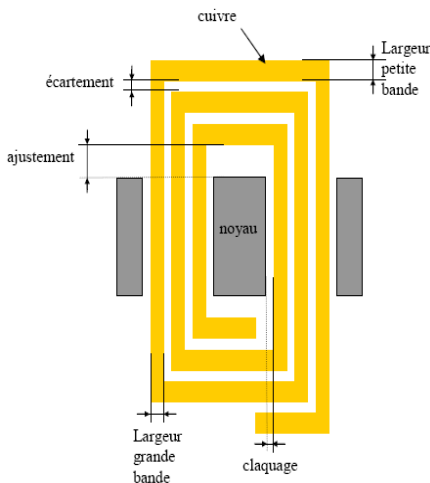


a. Photographie du LCT étudié

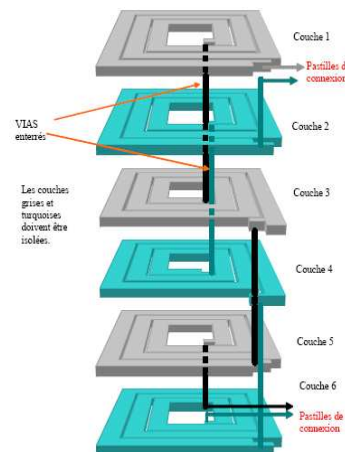


b. Vue en coupe du LCT étudié

Figure II-17. Composant passif intégré LCT au G2Elab [GOU-03]



a. Dessin d'une couche de cuivre



b. Interconnexion des couches de cuivre

Figure II-18. Géométrie des couches planaires du LCT [GOU-03]

En regardant les couches conductrices du primaire Figure II-18, nous voyons que chacune possède trois spires de cuivre ( $70\mu m$  d'épaisseur). Chaque spire se compose de deux largeurs différentes, les pistes dans la fenêtre de bobinage ont une largeur de  $1,5mm$  tandis que celles hors noyau magnétique sont deux fois plus large ( $3mm$ ). La raison de cette différence de largeur est la réalisation d'une surface de cuivre suffisamment importante pour obtenir la bonne valeur de capacité intégrée dans le PCB.

Du point de vue de la modélisation électromagnétique, ce composant va présenter plusieurs difficultés. Tout d'abord, la modification de largeur des bobinages va influencer sur le couplage du primaire avec le secondaire lui-même réalisé par une autre technique (fils de Litz). Analyser précisément l'inductance de fuite de ce composant sera déjà un premier challenge. Ensuite, le noyau magnétique de ce composant présente la particularité de ne pas être symétrique. Sa partie de gauche permettant de réaliser un couplage primaire - secondaire se comporte comme un transformateur alors que sa partie de droite présentant un entrefer se comporte comme une inductance. Cette particularité va demander quelques adaptations de la méthode LEEC que nous allons présenter dans la suite.

### ***b) Schéma LEEC du noyau ferrite usiné et ajustement de l'inductance de fuite***

Pour comprendre comment la perméabilité complexe peut représenter l'effet inductif et résistif des couches magnétiques, revenons aux définitions de base. Comme nous le savons lorsqu'un enroulement est bobiné autour d'un noyau magnétique, le comportement obtenu n'est jamais purement inductif (déphasage de  $90^\circ$  entre le courant et la tension appliqués en régime harmonique) car des pertes de différentes natures modifient ce déphasage. Même si l'on a réussi à modéliser les pertes dans le bobinage, il existe des pertes correspondant au noyau magnétique dépendantes de l'induction dans celui-ci, de la fréquence d'excitation et de la température de travail que nous devons maintenant évaluer. Ici nous allons uniquement nous intéresser à la variation de ces pertes en fonction des grandeurs électriques. D'un point de vue de la modélisation, la notion de perméabilité complexe est apparue pour représenter les pertes dans un matériau magnétique donné. Pour étudier ceci considérons l'impédance du dispositif représenté par une inductance mise en série avec une résistance Figure II-19.



**Figure II-19. Représentation simple des pertes magnétiques d'une inductance**

L'expression de cette impédance est donnée ci-après :

$$Z = j\omega.L_s + R_s \quad \text{Eq. II-27}$$

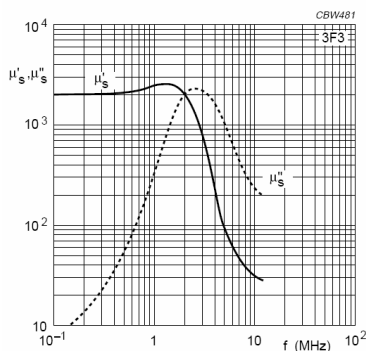
Pour faciliter la représentation et la caractérisation, un terme imaginaire est ajouté à la perméabilité du matériau pour représenter les pertes résistives. L'expression de la perméabilité complexe s'écrit alors :

$$\bar{\mu} = \mu'_s - j.\mu''_s \quad \text{Eq. II-28}$$

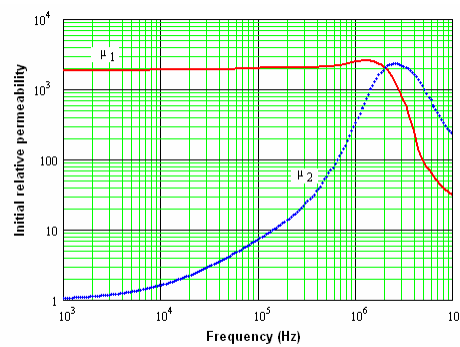
Avec la tangente du déphasage causé par les pertes magnétiques donné par :

$$\tan \delta_m = \frac{R_s}{\omega L_s} = \frac{\mu''_s}{\mu'_s} \quad \text{Eq. II-29}$$

Les fabricants fournissent en général les variations des termes  $\mu'_s$  et  $\mu''_s$  en fonction de la fréquence. Par exemple, la Figure I-5a montre les variations de ces paramètres pour le matériau ferrite 3F3 utilisé pour la réalisation du LCT. Le paramètre  $\mu'_s$  correspond à la perméabilité relative initiale du matériau ( $\mu'_s = \mu_r$ ). Nous pouvons constater sur ces courbes que seulement une plage de fréquence est exploitée, par exemple ici de 100kHz à 10MHz pour la ferrite 3F3. Cette restriction vient du fait que le composant présente d'autres comportements à basse fréquence et à haute fréquence pouvant influencer fortement sur le comportement inductif et rendant la mesure de la perméabilité complexe difficile car des termes parasites interviennent fortement. De plus la ferrite 3F3 est conseillée et est très souvent utilisée dans cette bande de fréquence. Pourtant dans la perspective de notre modélisation, nous pouvons élargir la bande de fréquence de ces courbes en extrapolant les données des constructeurs sans engendrer de fortes erreurs puisque nous modélisons précisément l'effet résistif à basse fréquence et l'effet capacitif à haute fréquence. Les résultats de cette extrapolation sont donnés Figure I-5b.



a. Donnée fournie par Ferroxcube<sup>TM</sup>



b. Tracé de l'expression analytique représentant les variations

Figure II-20. Perméabilité complexe de la ferrite 3F3

Nous allons maintenant utiliser ces données pour modéliser, par la méthode LEEC, les comportements inductif et résistif d'un noyau quelconque de ce type de matériau. C'est-à-dire construire un schéma électrique équivalent à constantes localisées d'un noyau dont on connaît la géométrie. Pour cela nous nous basons sur un noyau standard et nous formulons l'expression analytique de l'inductance magnétisante d'un enroulement de  $N$  spires bobinées autour d'un noyau de ferrite de section  $A_e$ , de longueur du chemin magnétique effectif  $l_e$  et dans le cas idéal sans entrefer.

$$L_m = \mu_0 \cdot \mu_r \frac{A_e}{l_e} \cdot N^2 = A_L \cdot N^2 \quad \text{Eq. II-30}$$

L'expression générale de l'impédance magnétisante du noyau s'écrit :

$$Z_m = j\omega L_m + R_m = \omega L_m \left( j + \frac{\mu_s''}{\mu_s'} \right) \quad \text{Eq. II-31}$$

D'où on obtient l'impédance du composant :

$$Z_m = j\omega L_m \frac{\overline{\mu_s}}{\mu_r} = j\omega \mu_0 \cdot \overline{\mu_s} \frac{A_e}{l_e} \cdot N^2 \quad \text{Eq. II-32}$$

D'une façon plus générale, pour un noyau magnétique quelconque, l'impédance magnétisante a l'expression suivante :

$$Z_m = j\omega A_L N^2 \cdot \frac{\overline{\mu_s}(f)}{\mu_r} \quad \text{Eq. II-33}$$

Dans laquelle le coefficient de l'inductance magnétisante  $A_L = 1/R_m$  est la perméance ou l'inverse de la réluctance magnétique du noyau. Un paramètre dépendant de la géométrie et de la perméabilité initiale du noyau magnétique.

Nous appliquons maintenant cette approche au noyau ferrite du LCT étudié pour lequel un usinage a été effectué. Vu l'allure générale présentée Figure II-21a, nous pouvons caractériser approximativement la réluctance du noyau en étudiant son circuit magnétique.

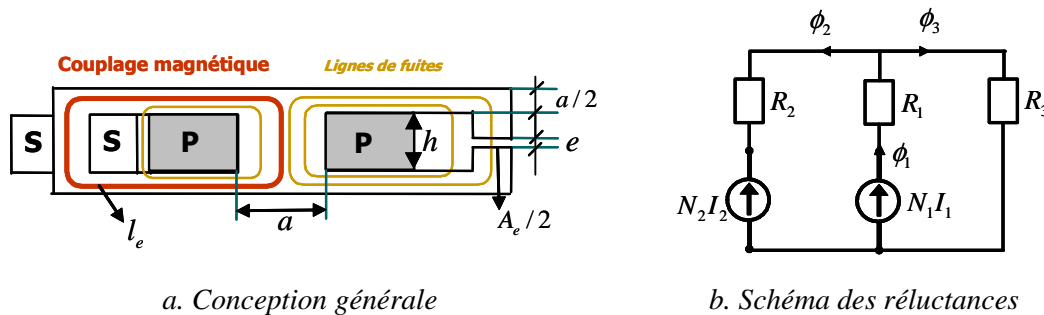


Figure II-21. Conception générale du noyau magnétique du LCT étudié

En supposant que la majorité de fuites est canalisée par le noyau magnétique, vers l'entrefer, le circuit magnétique du composant peut être représenté par un schéma de réluctances (Figure II-21b). Ensuite si nous considérons le composant comme un quadripôle électrique, nous pouvons retrouver facilement la matrice d'inductance qui décrit ce quadripôle en fonction des réluctances et des nombres de spires des bobinages.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N_1 \cdot \dot{\phi}_1 \\ N_2 \cdot \dot{\phi}_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} \quad \text{Eq. II-34}$$

Tableau II-3. EXPRESSIONS DES ELEMENTS DE MATRICE L

$R_{eq} = R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3$	
$L_{11} = \frac{R_2 + R_3}{R_{eq}} N_1^2$	$L_{12} = -\frac{R_3}{R_{eq}} N_1 N_2$
$L_{21} = \frac{R_3}{R_{eq}} N_1 N_2$	$L_{22} = -\frac{R_1 + R_3}{R_{eq}} N_2^2$

Les expressions des réluctances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  en fonction de la géométrie et de la physique du noyau ferrite s'écrivent en supposant que  $e \ll l_e$  :

$$R_1 = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{h}{A_e} \quad \text{Eq. II-35}$$

$$R_2 = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l_e - h}{A_e / 2} \quad \text{Eq. II-36}$$

$$R_3 = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{l_e}{A_e / 2} + \frac{1}{\mu_0} \frac{e}{A_e / 2} \quad \text{Eq. II-37}$$

Pour les matériaux ferrites, la perméabilité relative initiale  $\mu_r$  est de l'ordre de quelques milliers et nous avons donc l'inégalité suivante :

$$R_1, R_2 \ll R_3 = \frac{2}{\mu_0 \cdot A_e} \left( e + \frac{l_e}{\mu_r} \right) \quad \text{Eq. II-38}$$

Maintenant si nous nous intéressons à l'impédance magnétisante et à l'inductance de fuite, nous devons représenter le quadripôle par un schéma électrique équivalent. Celui-ci dépend du côté où est placé l'inductance de fuite (au primaire ou au secondaire). Les expressions des éléments s'en déduisent. Le tableau suivant montre les deux cas pouvant être utilisés.



Tableau II-4. EXPRESSIONS DES PARAMETRES GLOBAUX DU COMPOSANT

Représentation de l'inductance de fuite au primaire	Représentation de l'inductance de fuite au secondaire
$L_m = \frac{R_3^2 \cdot N_1^2}{(R_1 + R_3)R_{eq}} \approx \frac{N_1^2}{R_1 + R_2}$ $\eta = \frac{R_1 + R_3}{R_3} \frac{N_2}{N_1} \approx \frac{N_2}{N_1}$ $L_f = \frac{N_1^2}{R_1 + R_3} \approx \frac{N_1^2}{R_3}$	$L_m = \frac{R_2 + R_3}{R_{eq}} N_1^2 \approx \frac{N_1^2}{R_1 + R_2}$ $\eta = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \frac{N_2}{N_1} \approx \frac{N_2}{N_1}$ $L_f = \frac{N_2^2}{R_2 + R_3} \approx \frac{N_2^2}{R_3}$

On peut conclure que, quelle que soit l'application, la perméance magnétisante et la perméance de fuite du composant peuvent accepter les approximations suivantes :

$$A_L = \frac{1}{R_1 + R_2} = \mu_0 \mu_r \frac{A_e}{2.l_e - h} \quad \text{Eq. II-39}$$

$$A_f = \frac{1}{R_3} = \frac{\mu_0 A_e}{2 \left( e + \frac{l_e}{\mu_r} \right)} \quad \text{Eq. II-40}$$

En appliquant Eq. II-39 à Eq. II-33 et Eq. II-25, nous avons l'expression analytique de l'impédance  $Z_{mag}$  du noyau LCT :

$$Z_{mag} = \frac{Z_m}{N_1^2} = j\omega \mu_0 \frac{A_e}{2.l_e - h} \overline{\mu_s}(f) \quad \text{Eq. II-41}$$

Cette expression est dépendante de la fréquence en raison de la variation de la perméabilité complexe  $\overline{\mu_s}$  en fonction de celle-ci et il va, comme pour la modélisation des bobinages, être nécessaire de représenter ces variations par un schéma à constantes localisées pour permettre une simulation dans un logiciel de type circuit. Pour ce faire, tout d'abord en partant des données de perméabilité complexe de la ferrite 3F3 fournies par le fabricant, nous modélisons la variation du module et de la phase. Ensuite en constatant que ces variations ressemblent à celles des autres types de ferrite, dont la PC40® de TDK™ modélisée par [BES-

08], nous représentons ce comportement par une cellule LRRC présentée Figure II-13. Les courbes ci-dessous montrent la bonne cohérence de cette approche.

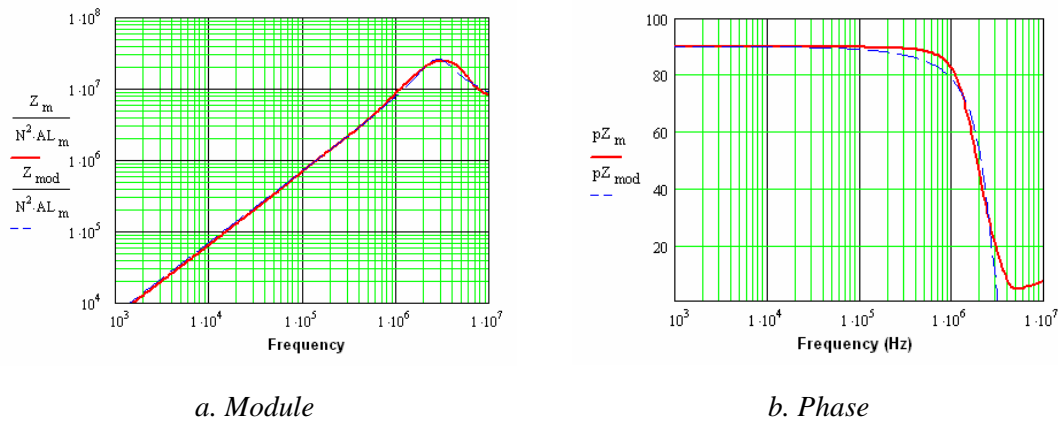


Figure II-22. Impédance magnétisée modélisée du noyau ferrite 3F3 de type E

La recherche des paramètres L, R et C du schéma équivalent est analysée selon la procédure expérimentale (Tableau II-5). A l'aide du comportement du module et de la phase de l'impédance représentée Figure II-22, nous pouvons trouver les valeurs des fréquences de résonance du premier ordre  $f_{c1}$  et du second ordre  $f_{c2}$  (ici  $f_{c1} = 3MHz$  et  $f_{c2} = 10MHz$ ) pour la ferrite 3F3). A partir de ces fréquences et des expressions du Tableau II-5, nous trouvons les paramètres L, R et C pour la fréquence nominale de travail  $f_{c0}$ . Dans notre cas nous prenons  $f_{c0} = 250kHz$ .

Tableau II-5. EXPRESSIONS DES ELEMENTS DES PLAQUES FERRITE 3F3

Schéma		
Expressions initiales	$L = \frac{ \overline{Z}_m(f_{c0}) }{2\pi \cdot f_{c0}}$	$C = \frac{1}{L \left( \frac{1}{2\pi \cdot f_{c1}} \right)^2}$
	$R_1 =  \overline{Z}_m(f_{c1}) $	$R_1 =  \overline{Z}_m(f_{c2}) $
Ajustement	L : inchangée	C : inchangée
	$R_1 : \times 1,75$	$R_2 : \times 0,95$

En raison de la conception spéciale du noyau magnétique du composant LCT, nous devons ajouter au schéma LEEC global du composant une inductance de fuite. Cette inductance fait partie de l'inductance de fuite totale du composant. Celle-ci peut être placée au primaire ou

au secondaire comme le montre les Figure II-23 *a* et *b* selon les besoins de la structure de conversion dans laquelle est placé le LCT.

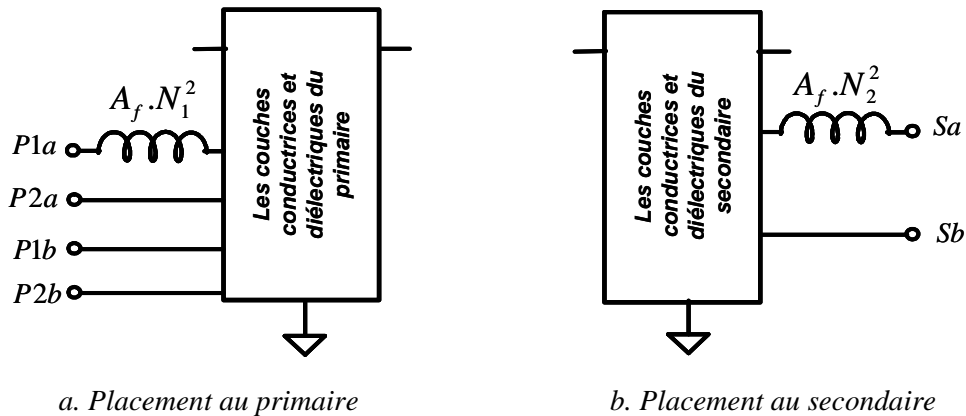


Figure II-23. Ajustement de l'inductance de fuite du LCT

Afin d'avoir un schéma invariant en fonction de l'application, nous avons choisi de placer cette inductance de fuite entre les couches primaires et secondaires. Pour obtenir les inductances de fuite équivalentes, une de valeur  $A_f$  indépendante du nombre de spires des enroulements est placée entre les blocs schématiques LEEC des couches primaires et secondaires. Le schéma LEEC global du composant LCT peut donc être représenté conformément à la Figure II-24.

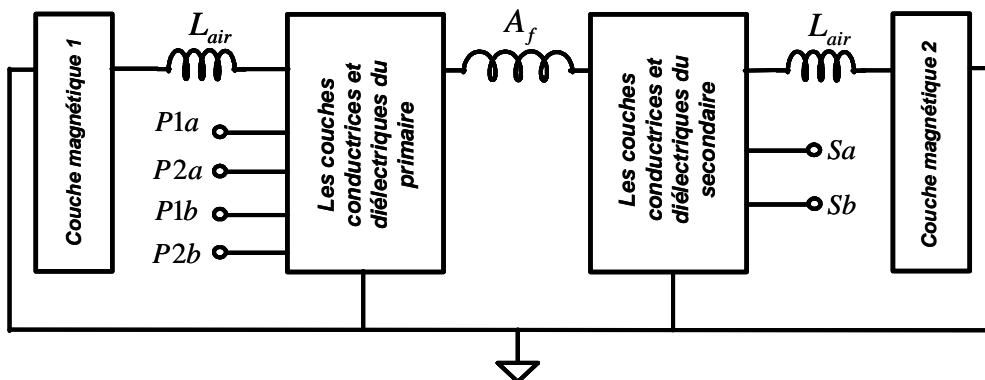


Figure II-24. Schéma LEEC global du LCT

*c) Schéma LEEC des couches conductrices*

En ce qui concerne le schéma équivalent des couches conductrices, nous commençons par les couches planaires du primaire. Comme les pistes de ces couches ont des tronçons de largeurs différentes, nous simplifions ce changement géométrique en utilisation un modèle moyen. L'idée de cette simplification est de garder la même résistance DC de l'enroulement pour cela, nous considérons une spire constituée de  $m$  tronçons de largeurs différentes dont la résistance DC est la somme des résistances des  $m$  tronçons mis en série :

$$r_{dc} = \sum_{i=1}^m \rho \frac{c_i}{a.b_i} = \rho \frac{\sum_{i=1}^m c_i}{a.b_{moy}} \quad \text{Eq. II-42}$$

Et nous déduisons l'expression de la largeur moyenne de cette spire par l'expression suivante :

$$b_{moy} = \frac{\sum_{i=1}^m c_i}{\sum_{i=1}^m \frac{c_i}{b_i}} \quad \text{Eq. II-43}$$

Considérons maintenant le primaire de notre LCT, chaque couche conductrice présente plusieurs spires qui sont, du point de vue électrique, mises en série. Vu du couplage inductif de la méthode LEEC, les spires de cette couche reçoivent et transmettent les mêmes ondes. Leurs schémas LEEC sont donc mis en parallèle vu du couplage magnétique. L'assemblage de leurs couplages inductifs est décrit Figure II-25a et, l'assemblage de leurs couplages capacitifs est décrit Figure II-25b.

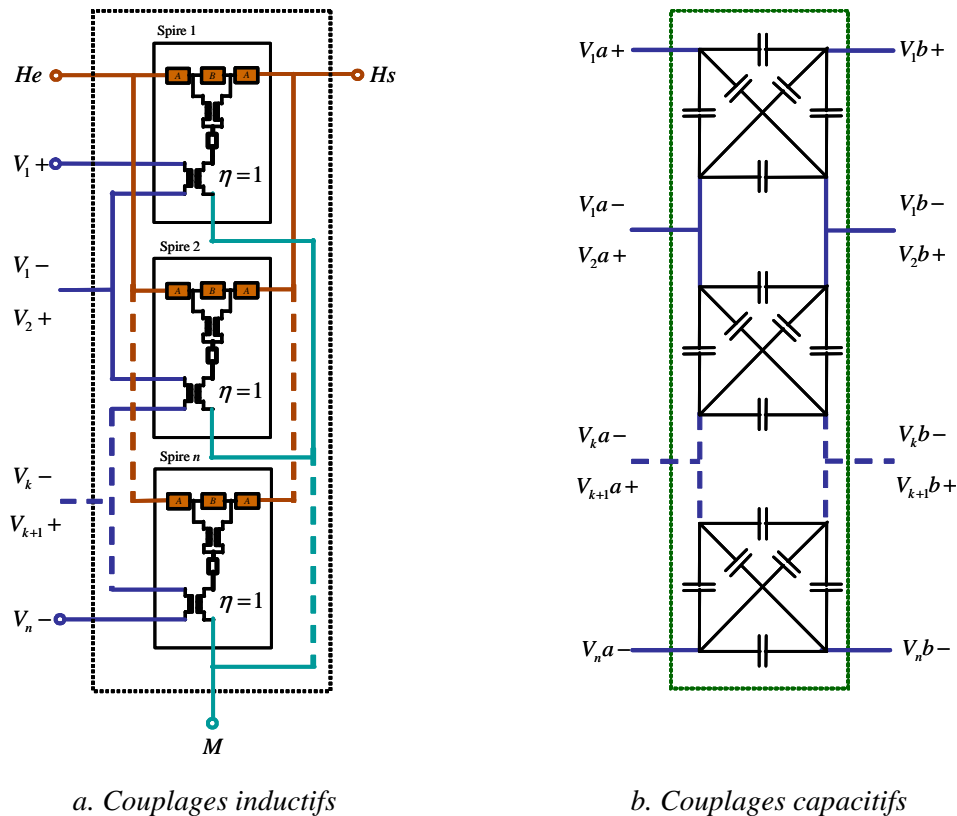
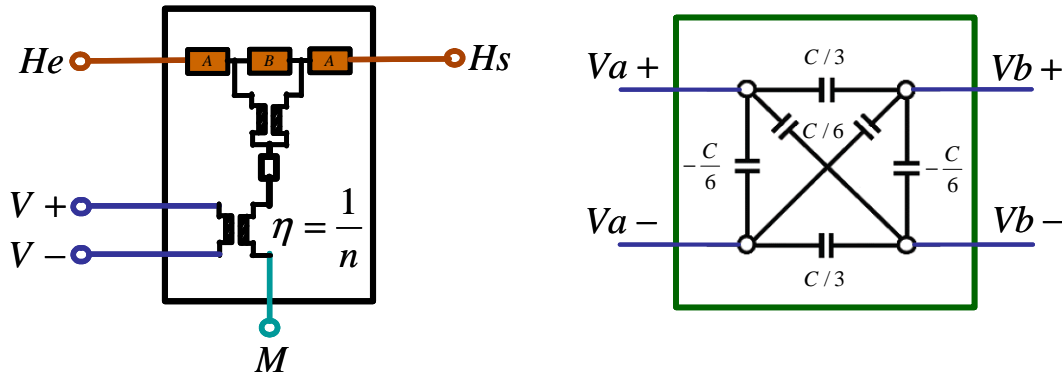


Figure II-25. Assemblage des spires d'une couche conductrice

Afin de simplifier le schéma LEEC global du composant, nous avons homogénéisé les spires en utilisant une longueur moyenne pour toutes les spires d'une couche. Supposons une couche de  $n$  spires, la longueur moyenne de cette couche est déduite par l'expression suivante :

$$c_{moy} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n c_i \quad \text{Eq. II-44}$$

Les schémas des spires élémentaires d'une couche sont maintenant identiques. En analysant ces circuits qui possèdent plusieurs potentiels équivalents, nous arrivons à un schéma simple de cette couche décrit Figure II-26a



a. Couplage inductif simple

b. Couplage capacitif simple

Figure II-26. Schéma LEEC simple d'une couche conductrice multi-spire

Le couplage capacitif dit moyen des couches diélectriques est, dans ce cas là, décrit Figure II-26b où la capacité  $C$  est celle obtenue par la capacité créée par la mise en regard des  $n$  spires d'une couche conductrice avec celle de la couche conductrice suivante.

$$C = \sum_{i=1}^n C_{oi} = \sum_{i=1}^n \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{b_i \cdot c_i}{a_{di}} \quad \text{Eq. II-45}$$

Concernant le couplage capacitif inter-enroulements, le composant étudié présente deux enroulements de natures différentes (les primaires réalisés sur le PCB et le secondaire réalisé en fils de Litz), la quantification analytique du couplage capacitif est très complexe. Mais vu la conception du composant avec une seule spire de fils de Litz placée sur une jambe latérale du noyau et écartée du PCB primaire, nous pouvons négliger l'impact de cette capacité.

De même, nous avons choisi de négliger les capacités inter-spires sur une même couche conductrice du primaire. En effet, du fait du ratio de hauteur ( $70\mu m$ ) sur largeur de ces spires ( $1,8mm$ ) et des distances ( $0,5mm$ ) entre spires d'une même couche et de l'épaisseur des couches diélectriques (Kapton  $50\mu m$  et Preg  $140\mu m$ ) les capacités inter-spires sur une même couche seront très inférieures aux capacités entre couches.

Enfin, afin de modéliser le secondaire du LCT, celui-ci étant réalisé par une seule spire de conducteur en fils de Litz, nous avons choisi de modéliser ce conducteur comme étant un fil conducteur de section carrée et de dimension donnée par l'homogénéisation des brins du fils de Litz. L'Eq. II-46 donne ce résultat :

$$a_{\text{sec}} = b_{\text{sec}} = \sqrt{\pi \cdot N_{\text{brin}}} \frac{d_{\text{brin}}}{2} \quad \text{Eq. II-46}$$

Où  $N_{\text{brin}}$  et  $d_{\text{brin}}$  sont le nombre de brins et le diamètre de chaque brin du fils de Litz.

#### d) Représentation de l'effet résistif dans les couches diélectriques

L'étude menée en (II.3.1.b) montre que comme les couches diélectriques ne jouent qu'un rôle d'isolation des couches conductrices pour les composants intégrés normaux, on peut négliger les effets résistifs de ces couches sans causer d'erreurs importantes. En revanche, dans le cas du composant LCT, les couches diélectriques de ce composant participent au transfert de l'énergie par la voie des couplages capacitifs. De ce fait, la représentation de l'effet résistif de ces couches est nécessaire pour avoir une bonne modélisation des comportements de ce composant pour lequel les pertes diélectriques ne sont pas négligeables.

L'étude des pertes diélectriques dans les composants LCT a été débutée et développée par K.Laouamri [LAO-01] et Ph.Goubier [GOU-03] et a conduit à une représentation par un schéma à constantes localisées dont les paramètres sont caractérisés à partir des mesures expérimentales du composant Figure II-27. Les auteurs ont réussi à modéliser précisément le comportement fréquentiel du composant en utilisant des cellules  $R_s - C_s$ , et ont pu en déduire les pertes diélectriques du LCT.

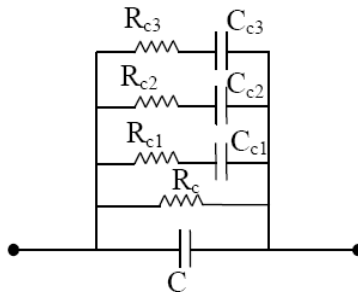
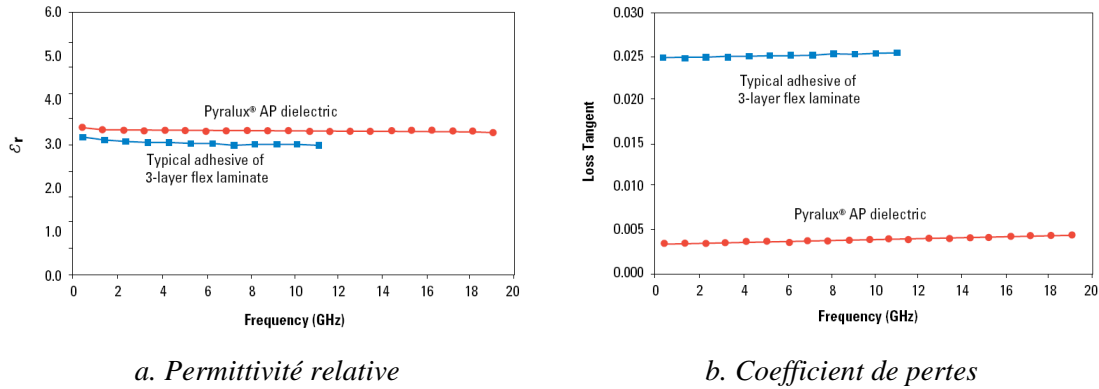


Figure II-27. Schéma représentant les pertes diélectriques [GOU-03]

Dans notre cas, nous souhaitons présenter les pertes du diélectrique par un schéma complétant le modèle LEEC. C'est-à-dire que les paramètres de ce schéma doivent être déduits à partir de la géométrie et de la nature physique des matériaux diélectriques. Ces paramètres sont fournis par les fabricants sous la forme de permittivité relative  $\epsilon_r$  et de la tangente de l'angle de déphasage de la tension par rapport au courant traversant une plaque diélectrique  $\tan \delta_d$  (coefficient de pertes). Les caractéristiques de deux matériaux utilisés dans le LCT étudié (Kapton et Epoxy) sont présentées Figure II-28.



**Figure II-28. Permittivité et coefficient de pertes du Kapton et de l’Epoxy adhésive de chez Dupont™**

Nous voyons que ces matériaux diélectriques ont une permittivité et un coefficient de pertes quasi constant dans la plage de variation où nous les exploitons (1kHz à 10MHz). Le comportement résistif d’une couche diélectrique de ce type de matériau est représenté par une résistance  $R_0$  mise en série avec la capacité  $C_0$  donnée par Eq. II-26.

$$R_0 = \frac{\tan \delta_d}{2\pi \cdot f \cdot C_0} = \frac{\tan \delta_d}{2\pi \cdot f \cdot \epsilon_0 \epsilon_r} \frac{a_d}{bc} \quad \text{Eq. II-47}$$

Malheureusement, le couplage capacitif utilisé n’est pas représenté par une simple capacité  $C_0$  mais par un système de six capacités croisées (II.3.1.d). La découpe de cette résistance en six éléments et le placement de chacune en série avec les capacités sont trop complexes pour notre modélisation. De plus, cette valeur dépend de la fréquence de travail et interdit donc d’avoir un modèle précis sur une large plage de fréquences. Nous devons donc utiliser une représentation regroupée en plaçant une résistance unique de valeur  $R_C$  donnée par l’équation suivante :

$$R_C = \sum_{i=1}^n R_{oi} \quad \text{Eq. II-48}$$

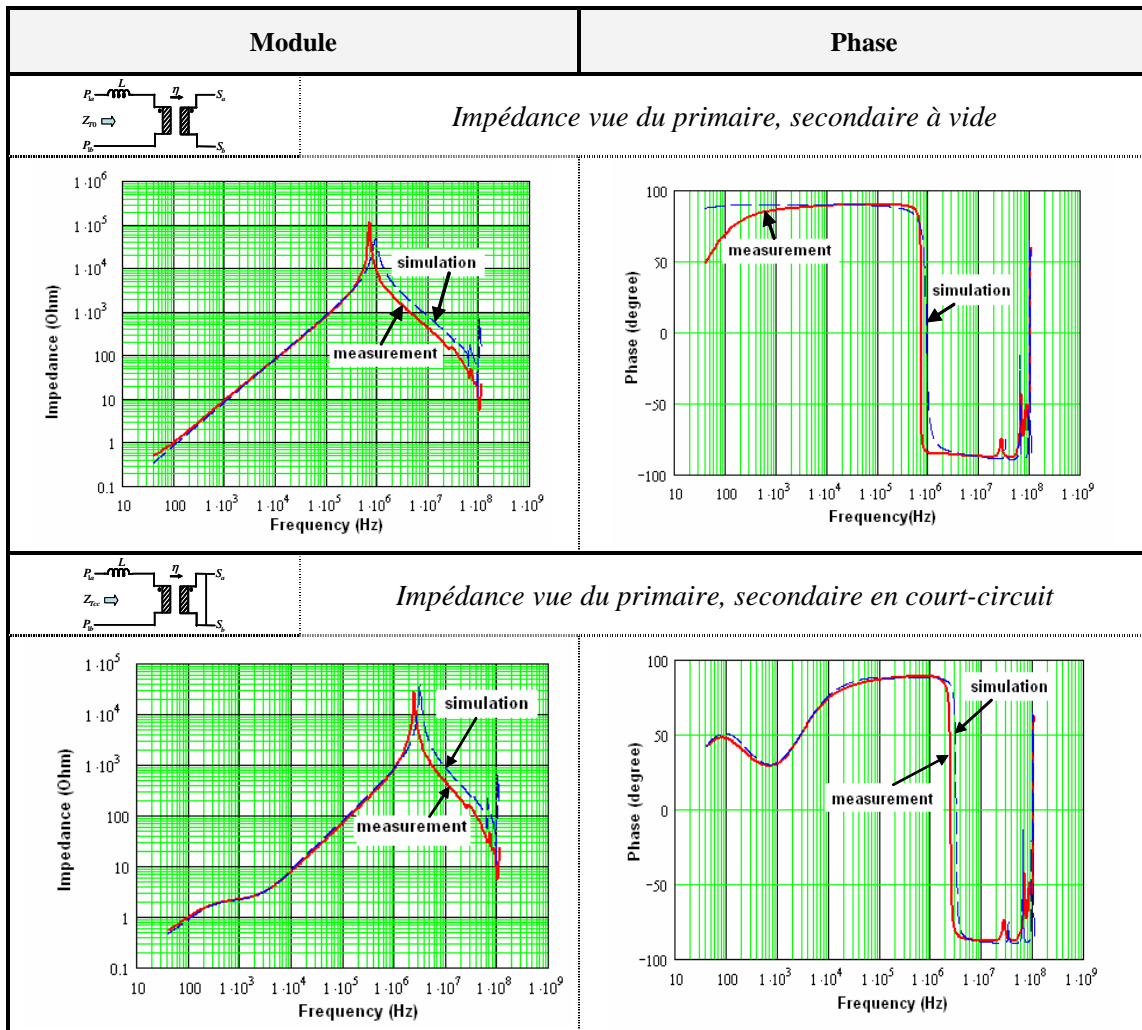
La valeur de cette résistance est choisie à la fréquence de travail du composant, cette représentation n’est donc valable que pour prendre en compte partiellement les pertes diélectriques lors des simulations temporelles.

**e) Simulation fréquentielle et amélioration du couplage capacitif**

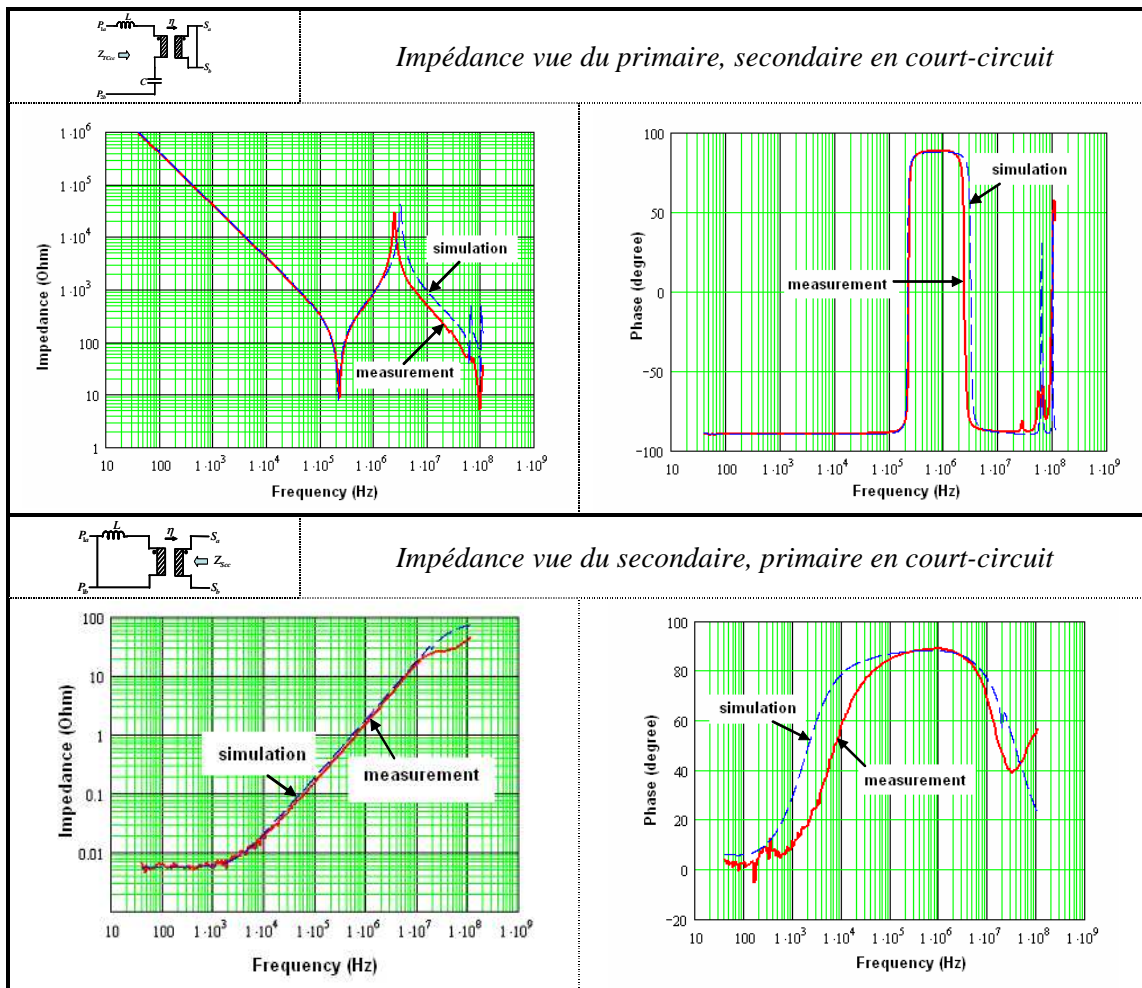
Maintenant que tous les schémas élémentaires du composant sont déterminés et que le schéma LEEC global du composant est assemblé, nous l’avons implanté dans le simulateur PSpice® Schematics [PSpice] pour effectuer des analyses harmoniques fréquentielles des impédances du LCT. Ce logiciel, très connu dans le monde des électroniciens, possède un algorithme numérique de calcul très rapide permettant de réaliser l’analyse harmonique d’un

circuit. La caractérisation expérimentale des différentes impédances du composant est ensuite effectuée pour valider la modélisation (les mesures ont été effectuées à l'aide d'un pont d'impédance Agilent 4294A [Agilent]). Les figures du Tableau II-6 montrent l'évolution en fonction de la fréquence des impédances du composant vues du primaire et du secondaire. Les valeurs mesurées sont représentées en traits continus rouges et celles simulées sont en traits pointillés bleus.

Tableau II-6. COMPARAISON DES IMPEDANCES MESUREES ET SIMULEES (MODELISATION PAR LE SCHEMA SIMPLE)







Nous voyons, sur les résultats obtenus ci-dessus, que la modélisation simplifiée a bien modélisé le comportement du composant à moyenne et haute fréquence (1kHz à 1MHz). A faible fréquence (en deçà de 1kHz), de petits écarts entre courbes simulées et mesurées apparaissent. Cela vient du fait de l'homogénéisation des spires des couches primaires et des brins du fils de Litz secondaire. Cette imprécision (32,6%) est acceptable si l'on voit la complexité de la géométrie des enroulements du composant. En revanche, nous pouvons aussi constater que le comportement du composant en haute et très haute fréquence (au-delà de 1MHz) n'est pas correctement modélisé. En effet, un rapport de 2,5 à 3 entre les valeurs simulées et celles mesurées apparaît. Malgré le fait que nous avons négligé l'impact des couplages capacitifs inter-spires et inter-enroulements, il s'avère que cet écart provient d'une mauvaise représentation du couplage capacitif inter-couches en raison de l'homogénéisation pratiquée pour déterminer ce couplage.

Pour corriger cette imprécision, nous avons pris en compte la géométrie réelle des couches conductrices et notamment des interconnexions entre les différentes couches Figure II-18. Ainsi nous pouvons voir que les spires d'une couche ne sont pas toutes de la même taille et

que la façon dont sont connectées en série les différentes couches dépend des positions des vias d'entrée et de sortie de la couche. Si nous numérotons 1 la spire la plus courte d'une couche et 3 la plus longue, on aperçoit, en regardant les connexions entre deux couches conductrices quelconques des deux primaires du LCT, que : *la première spire de la couche  $A_{k-1}$  est connectée à la première spire de la couche  $A_k$  et la troisième spire de la couche  $A_k$  est connectée à la troisième spire de la couche  $A_{k+1}$ .*

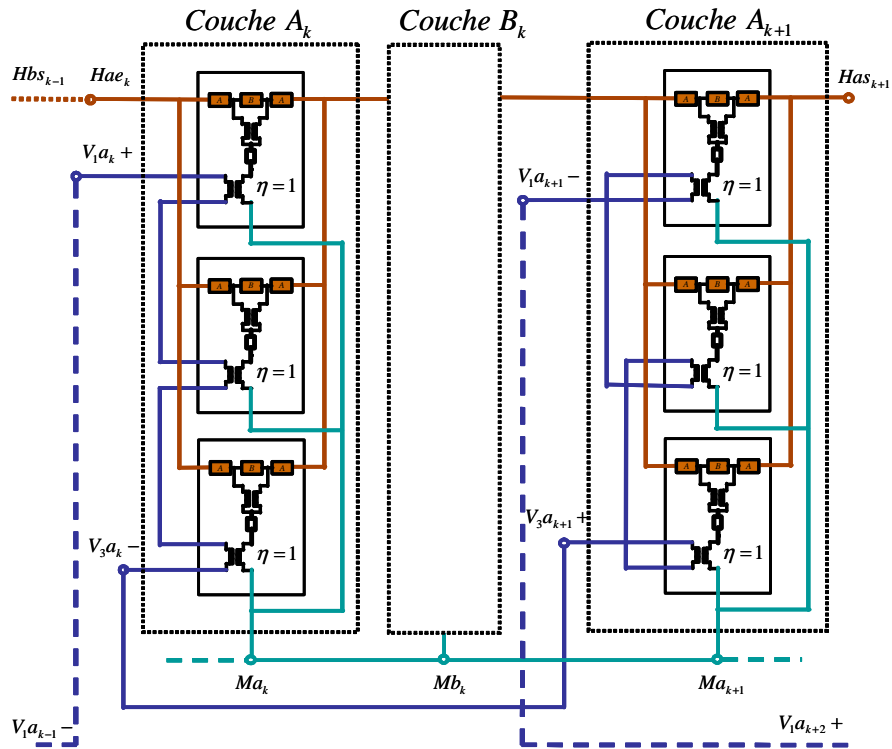


Figure II-29. Assemblage des spires et des couches conductrices

Par conséquent il existe quatre configurations différentes pour les connexions inter-couches. Si nous appelons les spires des couches  $A_k$  « paires » et celle des couches  $A_{k+1}$  « impaires », nous avons quatre types de couplages : « paire-paire » (Figure II-25b), « impaire-impair » (Figure II-30b), « paire-impair » (Figure II-30a), « impaire-paire ».

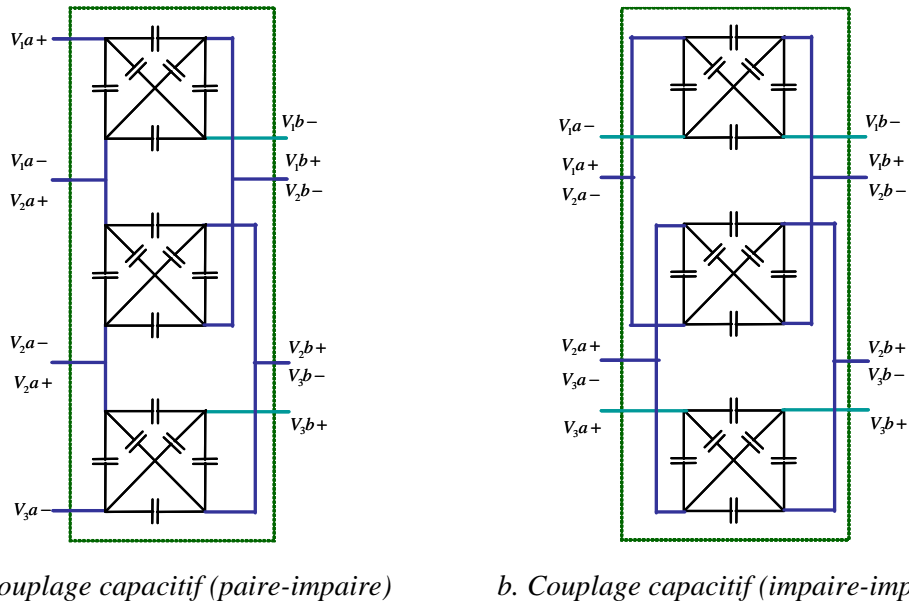
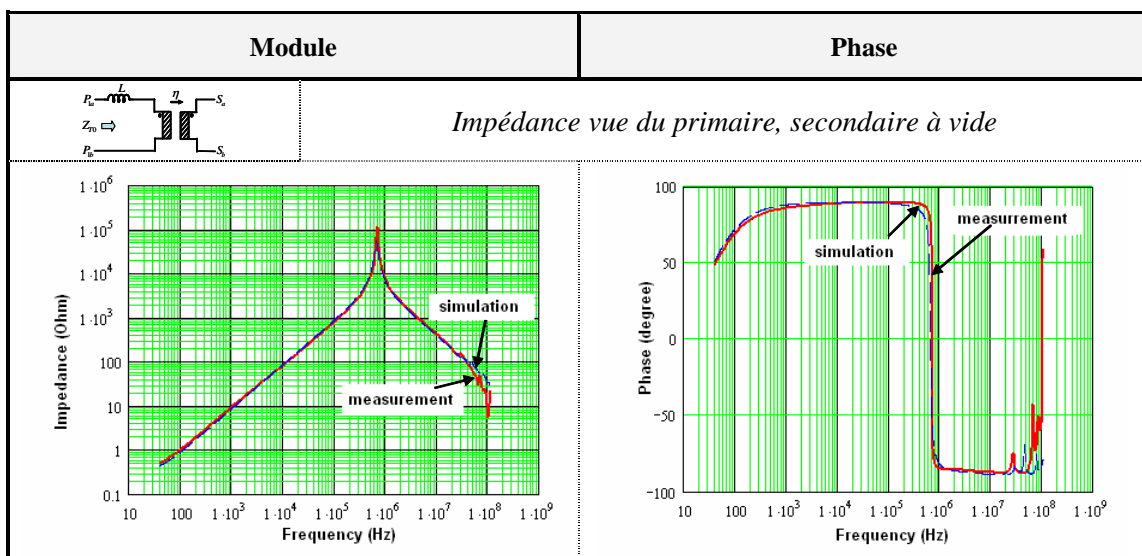


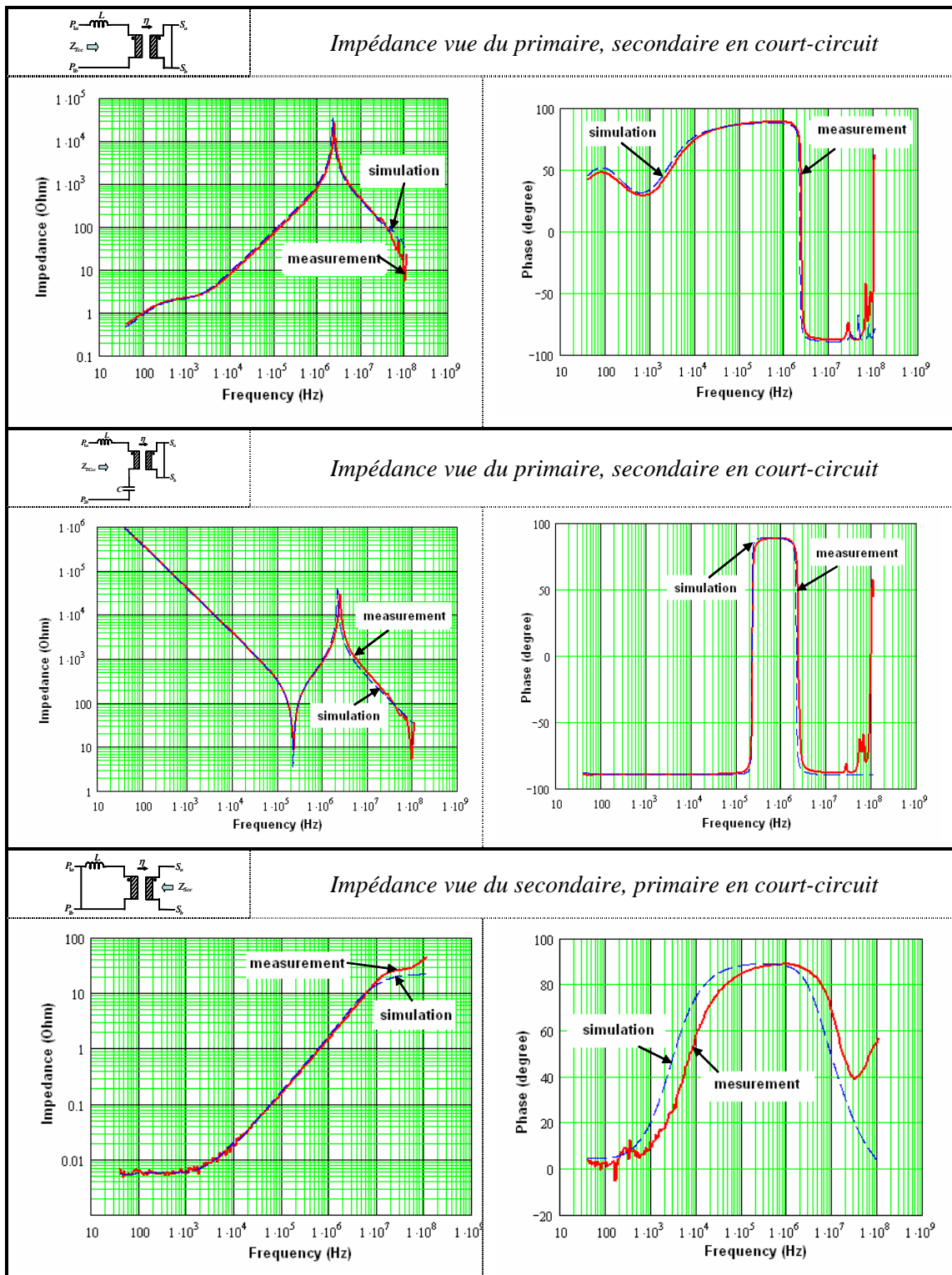
Figure II-30. Couplage capacitif complexe

Bien que l'implantation de ces couplages dans la modélisation du composant soit très complexe, nous l'avons tout de même essayée pour valider notre hypothèse. La géométrie différente des spires a aussi remplacé celle moyenne de la modélisation simple. Le Tableau II-7 montre les résultats obtenus sur les impédances. On peut constater que la précision a été grandement améliorée.

Les résultats obtenus nous ont encouragés à utiliser cette méthode pour modéliser le comportement électrodynamique du composant en temps réel. La partie suivante présente des simulations temporelles ainsi que les vérifications expérimentales effectuées sur un convertisseur DC-DC quasi-résonant utilisant le LCT que nous venons de modéliser.

Tableau II-7. COMPARAISON DES IMPEDANCE MESUREES ET SIMULEES (MODELISATION PAR LE SCHEMA COMPLEXE)

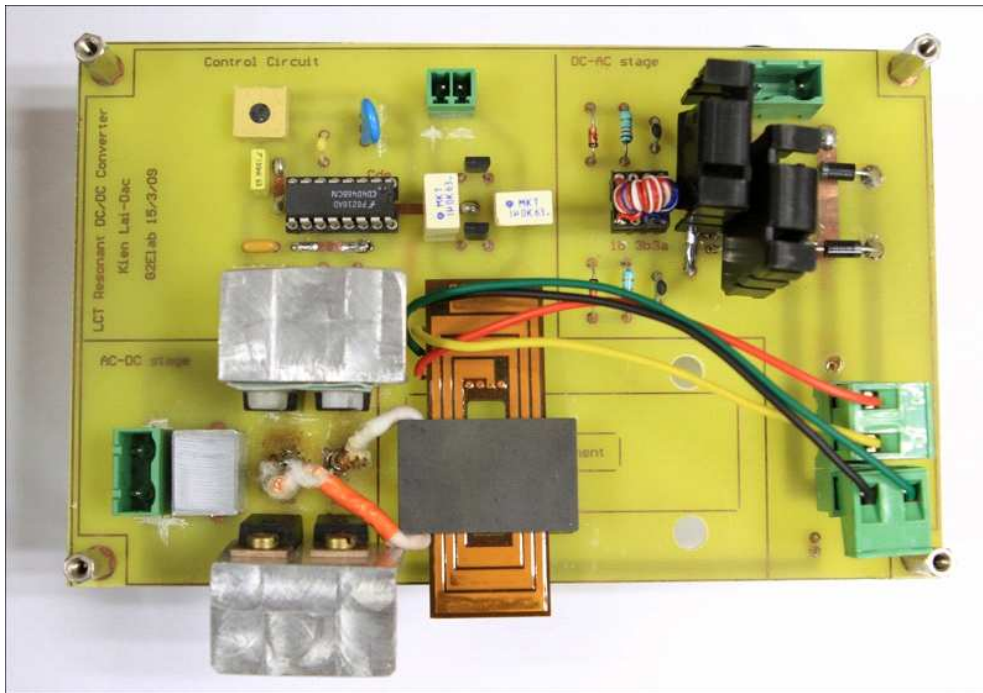




**f) Simulation temporelle et vérification expérimentale**

Afin de vérifier la finesse du comportement du modèle proposé pour le LCT, nous avons confronté la simulation temporelle avec des mesures réalisées sur un LCT en fonctionnement dans une structure à découpage.





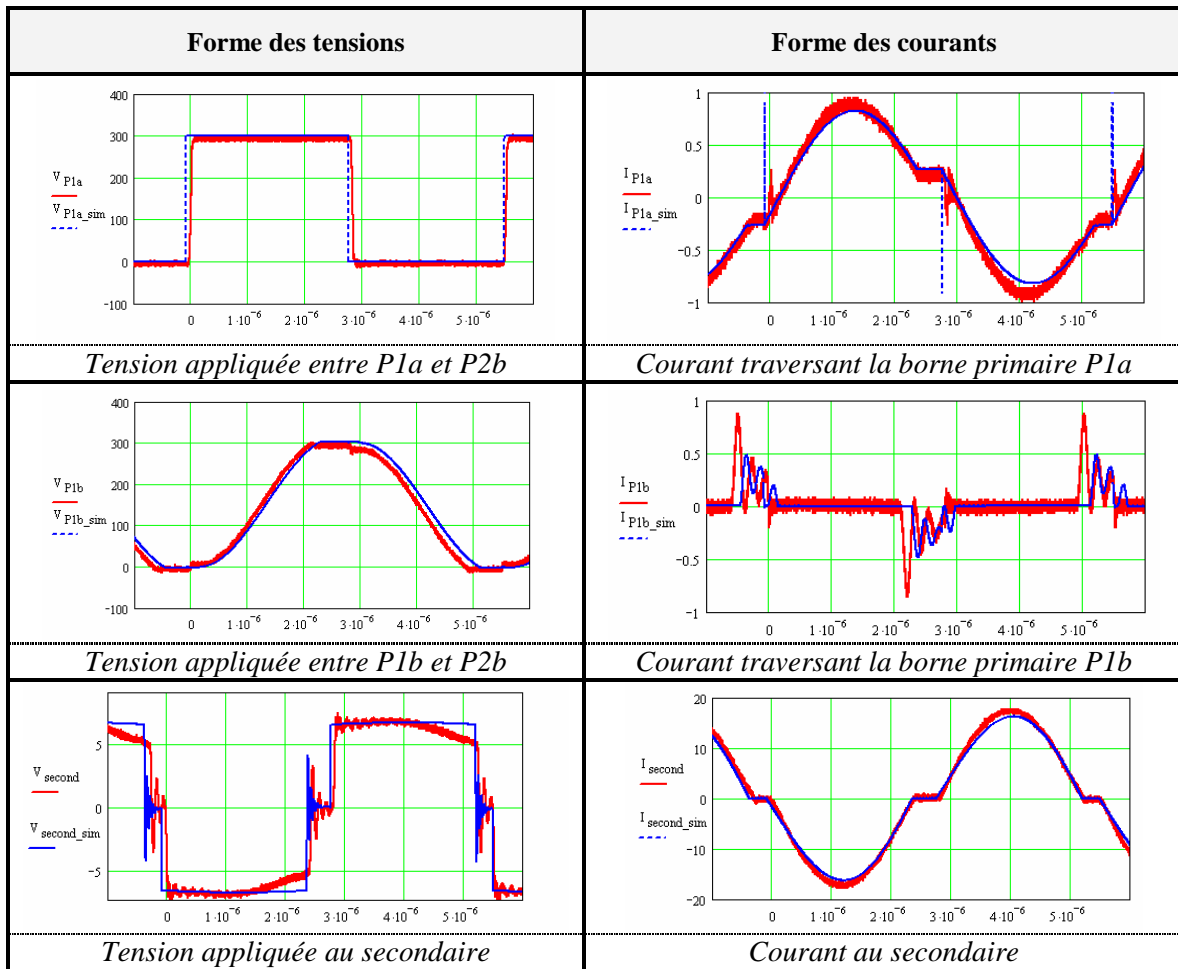
**Figure II-33. Maquette de la structure DC-DC incluant le composant LCT étudié**

Afin d'améliorer la finesse des simulations, les inductances des fils de connexion du primaire du LCT ont été pris en compte (fils de couleurs sur la Figure II-33). Ainsi, une inductance de  $0,3\mu H$  a été rajoutée pour chacun de ces fils. Cette valeur a été déterminée expérimentalement.

Pour réaliser les relevés expérimentaux, nous avons utilisé un oscilloscope LeCroy WavePro 7000A muni de ses sondes de tension et de courant [LeCroy]. Cet équipement permet de synchroniser les signaux sur quatre voies afin de limiter les erreurs telles que le décalage d'offset des amplificateurs ou/et le décalage temporels des sondes de courant et de tension.

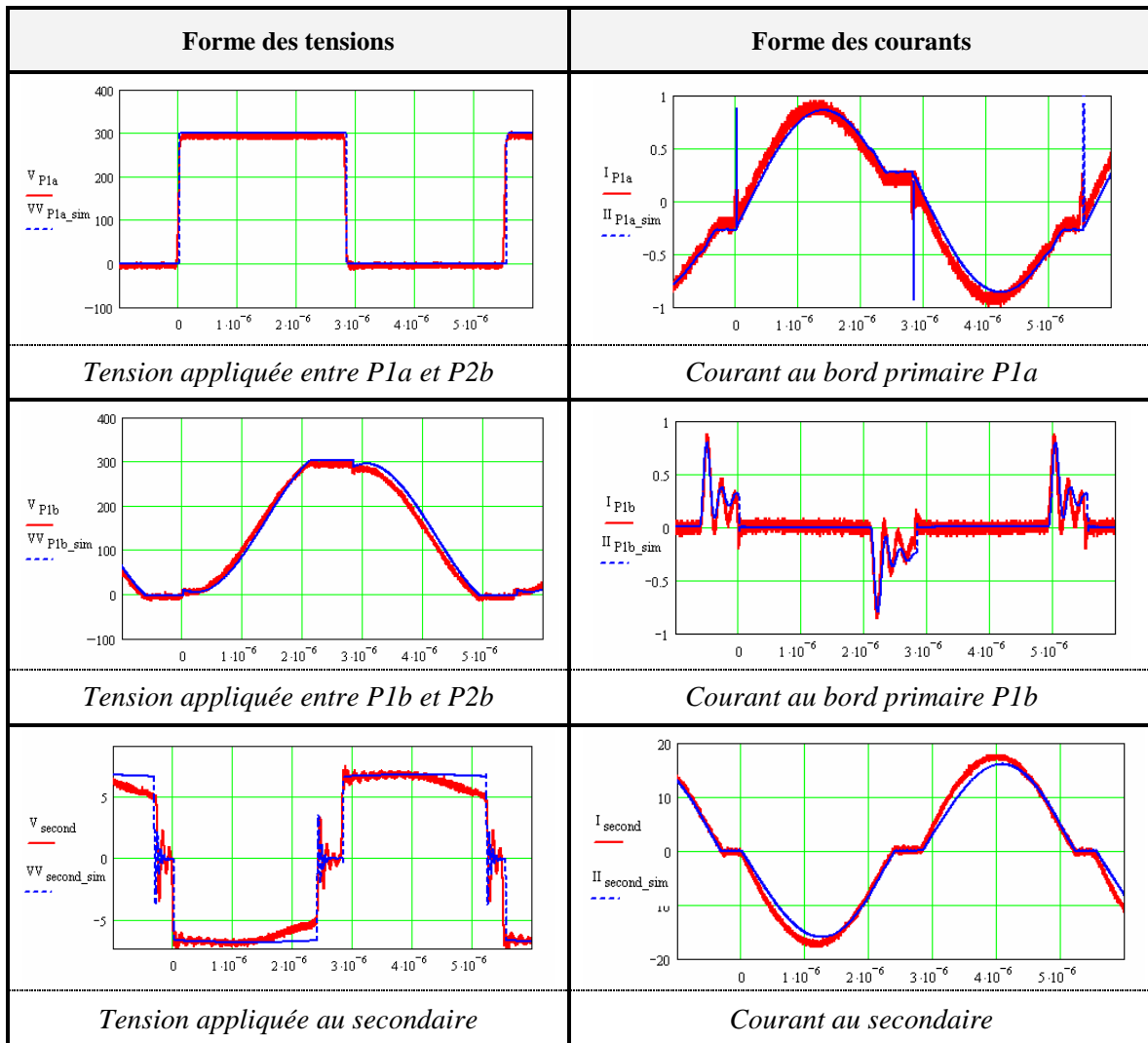
Tout d'abord, une simulation utilisant le modèle simple du composant LCT a été réalisée et les formes d'ondes obtenues ont été comparées aux celles mesurées (Tableau II-8). Nous voyons que les résultats obtenus par cette modélisation ont bien représenté les comportements électrodynamiques du composant avec une bonne précision car les résonances principales ont été modélisées. Les problèmes qui nous restent à expliquer en analysant les courbes ci-dessous sont : *les pics et le passage d'une valeur non nulle du courant à travers la borne primaire P1a aux moments de changement d'état des interrupteurs ; le déphasage des résonances simulées - mesurées du courant à travers P1b ; la chute de tension mesurée au secondaire du LCT à la fin des demi périodes de découplage.*

Tableau II-8 COMPARAISON DES FORMES D'ONDES MESUREES ET SIMULEES  
(MODELISATION PAR LE SCHEMA SIMPLE)



Tout d'abord, les pics du courant à travers la borne P1a montre une mauvaise commande des interrupteurs, à ces moments là deux Mosfets conduisent en même temps et c'est un court-circuit qui provoque ces pics. Les pics mesurés sont moins importants que ceux simulés car les capacités et les résistances parasites non modélisées ont en réalité réduit cet impact. Ensuite, la valeur non nulle du courant entrant en P1 aux moments des changements d'état des interrupteurs est dû à une trop faible inductance magnétisante liée à un mauvais assemblage du noyau magnétique (entrefer parasite). Ce phénomène est, de plus, source de pertes par commutation supplémentaires. Enfin, les déphasages entre les résonances simulées et mesurées du courant traversant P1b sont liés aux mauvaises représentations par la modélisation des couplages capacitifs. Ce dernier problème est corrigé lors de l'utilisation du modèle complexe comme on peut le constater sur le Tableau II-9. Finalement, il reste à comprendre la déformation de la tension mesurée au secondaire du LCT. L'origine semble être le mauvais couplage électromagnétique du secondaire avec le primaire en raison de la seule spire qui le constitue mais cela nécessite d'être vérifié.

Tableau II-9. COMPARAISON DES FORMES D'ONDES MESUREES ET SIMULEES  
(MODELISATION PAR LE SCHEMA COMPLEXE)



### g) Modèle des pertes du composant LCT

Les simulations précédentes utilisant la modélisation du composant LCT par la méthode analytique LEEC ont montré la précision de cette approche de plus, cela va maintenant nous permettre de déduire un modèle analytique pour les pertes dynamiques du composant.

Le schéma LEEC du composant possède un nombre important de composants, il va donc être difficile d'évaluer les pertes en utilisant l'expression  $P = R.I^2$  appliquée à toutes les résistances du schéma équivalent. Afin de contourner ce problème nous avons choisi d'utiliser l'intégrale des signaux moyens sur une période de la tension et du courant pour calculer les pertes d'un bloc de plusieurs composants. Selon cette méthode, un dipôle sur lequel est appliquée une tension  $V(t)$  et qui absorbe un courant  $I(t)$  dissipe une puissance calculée par l'expression suivante :



$$\Delta P = P_e - P_s = \frac{1}{T} \int V_e.I.dt - \frac{1}{T} \int V_s.I.dt = \frac{1}{T} \int V.I.dt \quad \text{Eq. II-49}$$

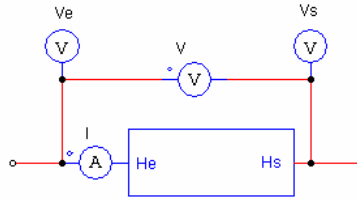


Figure II-34. Calcul des pertes d'un bloc inconnu

Si le bloc possède plus de deux bornes, l'expression présentée ci-dessus reste toujours valable pour calculer les pertes en considérant les puissances d'entrée et de sortie de ce bloc. Par exemple les pertes dans le primaire du LCT sont calculées (en sachant que la borne  $P2a$  n'est pas utilisée et la borne  $P2b$  est connectée à la masse Figure II-35).

$$\Delta P_{prim} = \frac{1}{T} \left( \int V_{Fe1}.I_{Fe1}.dt + \int V_{P1a}.I_{P1a}.dt + \int V_{P1b}.I_{P1b}.dt - \int V_{hP}.I_{hP}.dt \right) \quad \text{Eq. II-50}$$

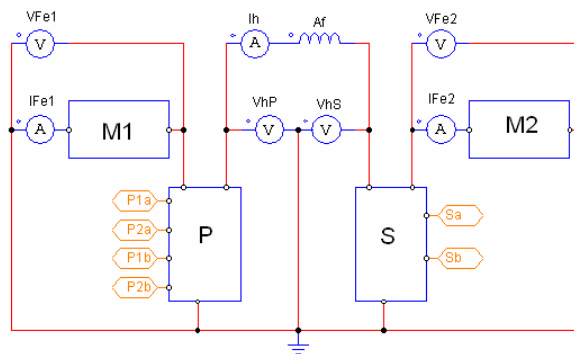


Figure II-35. Placement des sondes aux différents points du composant

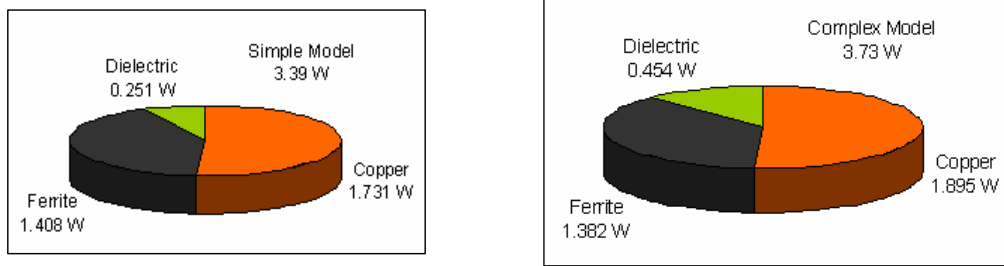
Les signaux obtenus ont été traités par logiciel de calcul mathématique Mathcad® [Mathcad], le Tableau II-10 suivant montre la corrélation des pertes simulées et mesurées.

Tableau II-10. CALCUL DES PERTES DU COMPOSANT LCT

Pertes dans LCT (W)	
Simulation (modélisation simple)	3,39
Simulation (modélisation complexe)	3,73
Mesure	3,9

En exploitant les avantages du modèle analytique, le bilan des pertes dans les différentes parties du composant LCT étudié est présenté Figure II-36. On constate, selon la modélisation complexe, que la majorité des pertes demeurent dans les bobinages du composant (1,9W) et que

les pertes dans les couches diélectriques est un terme bien que plus faible non négligeable pour notre composant (0,4W).



a. Modélisation simple

b. Modélisation complexe

**Figure II-36. Bilan des pertes du LCT étudié (déduites des simulations)**

Il est possible d'entrer plus dans le détail au niveau des couches pour étudier le comportement des pertes. En regardant le schéma LEEC d'une couche conductrice Figure II-37, nous analysons que les pertes en régime continu (dite « DC ») de cette couche sont celles dissipées dans la résistance  $R_{dc}$  et que les pertes dues aux courants induits sont celles dissipées dans les impédances  $A$  et  $B$ . En plaçant les sondes de courant et de tension d'une couche comme sur la Figure II-37, nous pouvons savoir les deux natures des pertes de cette couche. Pourtant si nous voulons évaluer le comportement de toutes les couches, le traitement sera long et fastidieux pour modéliser un composant multi-spire, multicouche de plus le temps d'une simulation sera augmenté de façon drastique rien que pour l'écriture de toutes les données. Comme cela est difficile à mettre en oeuvre, nous devons choisir une couche et supposant que le comportement de l'ensemble des couches du composant sera similaire à celui de cette couche. Toutefois il faut noter que la distribution du courant traversant des couches consécutives n'est pas similaire [MAR-07], ce qui limite la précision d'une telle méthode. Malgré tout, les valeurs des courants lorsque l'on se déplace dans les couches varient quasi harmonieusement si bien que la couche qui se situe au centre prend, approximativement, la valeur moyenne de toutes les couches.

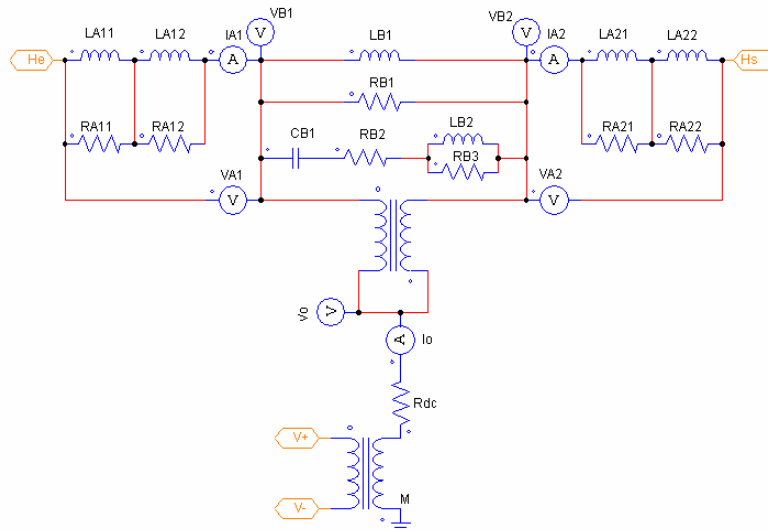


Figure II-37. Placement des sondes sur une couche conductrice sous PSIM®

En gardant cette hypothèse, la séparation de la nature des pertes cuivre dans les bobinages du composant LCT suivante la modélisation complexe a été calculée et présentée tableau suivant :

Tableau II-11. SEPARATION DES PERTES CUIVRE DANS LES BOBINAGES

Pertes cuivre (W)	DC	Courant induit	Total
Primaire	0,17	0,016	0,186
Secondaire	1,223	0,486	1,709
<b>Total</b>	<b>1,393</b>	<b>0,502</b>	<b>1,895</b>

## II.4. Conclusion

Ce chapitre nous a donné une évolution des méthodes de modélisation électrodynamique des composants passifs. Deux méthodes classiques les plus connues ont été étudiées. Malgré les limitations d'application, la modélisation de Dowell peut être utilisée dans les optimisations simples de ce type de composant. En couplant cette méthode avec une méthode d'analyse des pertes fer telle que celle de Steinmetz, les pertes principales du composant sont déduites. En revanche, ces méthodes ne sont valables qu'en régime statique et le comportement dynamique du composant ne peut pas alors être analytiquement modélisé. Afin d'outrepasser ces limites, une nouvelle méthode basée sur la représentation par couches de la géométrie d'un composant bobiné est présentée et évaluée dans le cas d'un composant planar LCT. Cette méthode, appelée LEEC permet de modéliser les pertes dans toutes les parties des composants passifs. Le comportement des pertes dynamiques du composant est ainsi analytiquement modélisé. Les comportements électrodynamiques du composant peuvent donc être estimés à partir de la

géométrie et de la nature des matériaux utilisés sans élaborer un composant réel. Le modèle de pertes du composant LCT avec son évaluation que ce soit lors d'une étude harmonique ou temporelle a montré sa finesse. Ce modèle fait l'objet la première partie de cette thèse. Il est nécessaire dans la suite de cette étude d'étudier le comportement thermique des composants passifs afin d'évacuer ces pertes. La recherche de ce modèle sera réalisée dans le chapitre suivant.

## Références bibliographiques du chapitre

- [ACK-04] B. Ackermann, A. Lewalter, "Analytical modelling of winding capacitances and dielectric losses for planar transformers", Proceedings-of-the-2004-IEEE-Workshop-on-Computers-in-Power-Electronics-IEE-Cat.-No.04TH8750. 2004: 2-9, IEEE, Piscataway, NJ, USA
- [BES-08] A. Besri, X. Margueron, J. Keradec, et B. Delinchant, "Wide frequency range lumped element equivalent circuit for HF planar transformer," Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008, pp. 766-772.
- [DOW-66] P.L. Dowell, "Effect of eddy currents in transformer windings", Proceedings IEE, Vol.133, n°8, pp 1387-1394, 1966
- [FER-94] J.A. Ferreira, "Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components", IEEE Transaction on Power Electronic, Vol. 9, No. 1, January 1994.
- [GOU-03] P. Goubier, « Etude et conception de composants passifs LCT intégrés », thèse de l'Université Joseph Fourier, 2003.
- [KER-08] J.P Keradec, « Transformateurs HF à n enroulements – Schémas à constant localisés », Techniques de l'Ingénieur, référence D3058, 2008
- [LAO-01] K. Laouamri, « Contribution à l'intégration des composants passifs d'une alimentation à découpage », thèse de l'Université Joseph Fourier,, 2001.
- [LAV-91] E. Laveuve, J. P. Keradec, M. Bensoam, "Electrostatic of wound components: analytical results, simulation and experimental validation of the parasitic capacitance", IEEE Industrial Application Society, Dearborn (Mi, USA), 28 Sept. - 4 Oct. 1991, Proc. vol. 2, pp. 1469-1475.
- [LEF-04] G. Lefèvre, « Conception de convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible », thèse de l'Université Joseph Fourier, 2004.
- [LEM-05] Y. Lembeye, P. Goubier, et J. Ferrieux, "Integrated planar L-C-T component: Design, Characterization and Experimental Efficiency analysis," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 20, 2005, pp. 593-599.
- [MAR-06] X. Margueron, « Elaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar », thèse de l'Université Joseph Fourier, 2006.
- [MAR-07] X. Margueron, J-P. Keradec, A. Besri, "Current Sharing Between Parallel Turns of a Planar Transformer: Prediction and Improvement Using a Circuit

*Simulation Software*", IEEE Industrial Application Society 2007, New Orléans, USA 2007.

[NAN-03] Xi Nan An, Charles R. Sullivan, "An Improved Calculation of Proximity-Effect Loss in High-Frequency Windings of Round Conductors", PESC 2003.

[SCH-00] A. Schellmanns, P. Fouassier, J-P. Keradec, J-L. Schanen, "Equivalent Circuits for Transformers Based on One-Dimensional Propagation: Accounting for Multilayer Structure of Windings and Ferrite Losses", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 35, No. 5, September 2000.

[VAL-07] B. Vallet, « Etude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage basée sur un composant passif LCT intégrées », thèse de l'Université Joseph Fourier, 2007.

## **Références en ligne du chapitre**

[Agilent] Agilent Technologies, 4294A Precision Impedance analyser, 40 to 110 MHz :  
<http://www.home.agilent.com/agilent/home.jspx>

[Ferroxcube] Ferroxcube™-ferrites cores, bobbins and accessories:  
<http://www.ferroxcube.com>  
"Ferrite cores, Bobbins and Accessories Data Handbook 2009"

[LeCroy] LeCroy, WavePro 700A Oscilloscopes:  
<http://www.lecroy.com/Oscilloscope/OscilloscopeSeries.aspx?mseries=25>

[Mathcad] Mathsoft Engineering & Education, Inc, Mathcad:  
<http://www.ptc.com/products/mathcad>

[Psim] Powersim Inc, PSIM®:  
<http://www.powersimtech.com/index.php?name=psim>

European Community – Database:  
<http://www.psim-europe.com/resRechS.php>

[PSpice] Cadence™, PSpice® Schematics:  
<http://www.cadence.com/products/orcad/pages/downloads.aspx#installer>

Cadence OrCAD Solutions:  
<http://www.cadence.com/products/orcad/Pages/default.aspx>



# Chapitre III

# Modélisation thermique des composants passifs



## Sommaire du chapitre

<b>Sommaire du chapitre</b> .....	<b>112</b>
<b>III.1. Introduction du problème</b> .....	<b>113</b>
<b>III.2. Rappel des phénomènes de transfert thermique et des lois fondamentales</b> .....	<b>115</b>
III.2.1. Conduction thermique.....	116
III.2.2. Rayonnement thermique .....	117
III.2.3. Convection thermique.....	118
<b>III.3. Modèle thermique des composants passifs planars</b> .....	<b>122</b>
III.3.1. Objectifs et choix des modèles.....	122
III.3.2. Modèle thermique nodal du composant .....	124
<i>a) Détermination du schéma thermique nodale</i> .....	<i>124</i>
<i>b) Détermination des résistances thermiques</i> .....	<i>125</i>
<i>c) Résolution du modèle</i> .....	<i>127</i>
<i>d) Validation du modèle</i> .....	<i>128</i>
<i>e) Simplification du modèle</i> .....	<i>130</i>
<b>III.4. Conclusion</b> .....	<b>132</b>
<b>Références bibliographiques du chapitre</b> .....	<b>133</b>
<b>Références en ligne du chapitre</b> .....	<b>134</b>

## III.1. Introduction du problème

Face à la demande d'augmentation de la densité de puissance des convertisseurs statiques, la thermique intervient comme une limite majeure au dimensionnement et à la conception des composants qu'ils soient actifs ou passifs. Par exemple, dans les composants passifs magnétiques, l'augmentation de la température de travail diminue les performances des matériaux les constituants sur plusieurs aspects. Tout d'abord la résistivité du cuivre dans les bobinages augmente en fonction de la température, les pertes dans les bobinages augmentent donc en conséquence. Ensuite les pertes fer ainsi que le niveau de saturation du noyau magnétique diminue lorsque la température augmente pouvant entraîner des phénomènes d'emballement thermique. De plus, à plus long terme, l'effet d'une température trop élevée provoque le vieillissement prématuré des matériaux diélectriques et c'est, en général, ce dernier point qui conduit à la défaillance d'un composant passif.

Pour garantir le bon fonctionnement d'un composant, la température de travail doit donc être maintenue inférieure à une limite maximale impliquant que les pertes doivent être contenues en deçà d'une limite liée à cette contrainte en température mais aussi aux contraintes liées à l'environnement de fonctionnement du composant (température ambiante, moyen de refroidissement ...). Par conséquent ces remarques posent deux problèmes que nous devons étudier :

- ✚ *Quel est la température de travail maximale d'un composant passif magnétique ?*
- ✚ *Quelle est la relation entre les pertes dissipées et l'augmentation de la température de travail d'un composant magnétique ?*

C'est l'étude des caractéristiques des différents matériaux qui permet de répondre à la première question. La limite en température de travail d'un matériau vient de l'existence de quelques natures physiques telles que : le changement d'état des matériaux comme la fusion des matériaux conducteurs ou la transition vitreuse des matériaux isolants mais aussi la démagnétisation des matériaux magnétiques. Le tableau suivant indique les limites en température des matériaux utilisés pour la conception d'un composant passif magnétique.

Tableau III-1. TEMPERATURE LIMITES DES MATERIAUX

<b>Matériau</b>	<b>T<sub>max</sub> (°C)</b>
<b>Cuivre</b>	1084
<b>Etain</b>	231
<b>Ferrite</b>	200 à 250
<b>Kapton</b>	180 à 220
<b>Epoxy</b>	150 à 180

Le cuivre, qui est utilisé par défaut comme matériau conducteur pour les bobinages, possède une température de fusion très élevée (autour de 1080°C), pourtant le bobinage d'un composant passif ne travaille jamais à cette température car les autres matériaux constituant ce bobinage ne peuvent pas subir cette température. Tout d'abord, l'étain utilisé dans les soudures de connexion des cartes PCB n'a qu'une température de fusion autour de 230°C. Ensuite, les matériaux isolants diélectriques changent de l'état caoutchouteux à un état vitreux rigide et perdent leurs caractéristiques isolantes pour des températures relativement faibles. Par exemple pour les matériaux diélectriques utilisés fréquemment dans les composants intégrés de technologie circuit imprimé les Kapton ont une température de transition vitreuse d'environ 180°C à 220°C, pour les époxy adhésives ces températures sont d'environ 150°C à 180°C. Enfin, les matériaux ferrites perdent leurs caractéristiques ferromagnétiques à des températures aux environs de 200°C à 250°C (température de Curie des matériaux magnétiques) mais en réalité on limitera bien plus bas cette température en raison des risques d'emballement thermique dans ces matériaux. En effet selon les nuances de ferrite au-delà de 100°C les pertes dans la ferrite augmentent avec la température pouvant entraîner, sous certaines conditions, un phénomène d'emballement thermique. Normalement, le point de fonctionnement optimal des ferrites est aux environs de 80°C à 100°C.

On voit ici que ce sont les ferrites qui seront les plus contraignantes en terme de température pour le dimensionnement d'un composant passif, 80°C à 90°C est une limite qu'on n'ose en général pas dépasser. Pourtant, fixer cette limite ne garantit pas un fonctionnement correct du composant car des gradients de température importants peuvent exister dans un matériau ou dans différents matériaux créant des points chauds pouvant être destructeurs. Pour étudier ce point il sera nécessaire de mettre en place une modélisation thermique fine du composant.

Pour cela, nous allons étudier dans les paragraphes suivants la relation liant les pertes à l'augmentation de la température de travail du composant. Nous allons tout d'abord rappeler les

phénomènes fondamentaux du transfert de la chaleur ainsi, la nature et les lois descriptives de la conduction, du rayonnement et de la convection thermique seront expliquées. En partant ensuite des analyses théoriques, nous aboutirons à la modélisation thermique des composants passifs intégrés. Le but de cette modélisation sera de mettre en œuvre un modèle thermique du composant LCT qui pourra estimer la température de travail en différents points du composant en connaissant sa géométrie, son environnement et ses pertes estimées par l'approche LEEC présentée du chapitre II

La prise en compte de tous les phénomènes thermiques intervenant dans un composant par nature hétérogène est bien sûr complexe et afin de, malgré tout, aboutir à un résultat, nous avons dû faire un certain nombre d'hypothèses résumées ci-dessous :

- 1) *Les phénomènes de transfert thermique sont supposés en régime stationnaire*
- 2) *La dissipation des pertes dans les différentes parties du composant est homogène. La température est donc homogène dans un corps solide à l'état stationnaire.*
- 3) *Le transfert de chaleur par conduction thermique dans un corps solide est unidirectionnel. Les équations de ce phénomène s'écrivent donc dans un espace à une dimension.*
- 4) *Le transfert de chaleur par rayonnement thermique du composant se fait par des ondes rayonnées partant de la surface extérieure du composant et se dirigeant selon toutes les directions vers l'air ambiant considéré comme une boîte infinie (température constante).*
- 5) *Le transfert de chaleur par la convection thermique se fait entre la surface extérieure du composant et le mouvement convectif de l'air ambiant.*

## **III.2. Rappel des phénomènes de transfert thermique et des lois fondamentales**

Dans cette partie nous allons résumer de manière simple les trois phénomènes fondamentaux permettant le transfert thermique : la conduction, le rayonnement et la convection. Afin de simplifier les écritures, les lois fondamentales de ces trois phénomènes sont exprimées dans le cas des hypothèses simplificatrices présentées dans la partie précédente. Cette synthèse s'appuie sur les ouvrages de thermiques de J.Holman [HOL-09], et de J.Taine, E.Iacona, J.P.Petit [TAI-08], ainsi que sur les thèses de M. Arab [ARA-06] et A. Kerim [KER-08] dans lesquelles les mêmes hypothèses sont faites et, enfin, sur des articles dans le domaine de la thermique générale et de la thermique pour électronique de puissance.

### III.2.1. Conduction thermique

La conduction est un mode d'échange thermique par lequel la chaleur transite à travers un corps solide ou d'un corps solide à un autre sans qu'il y ait de mouvement. Cette transmission est provoquée par une différence de température entre deux régions sans déplacement appréciable des molécules. Le transfert d'énergie par la conduction se produit donc dès qu'il y a un gradient de température dans un élément matériel quelconque. Les porteurs élémentaires (électrons, ions) sont responsables de ce phénomène.

La loi fondamentale qui décrit le processus de conduction de chaleur est basée sur des observations expérimentales et a été proposée par J. Fourier, un savant français d'origine grenobloise, en 1807. Dans un milieu homogène et isotrope la loi de Fourier indique que la densité du flux de chaleur est proportionnelle au gradient de température local :

$$\vec{\varphi}_{cond} = -\lambda \cdot \vec{grad}(T) \quad \text{Eq. III-1}$$

Le coefficient de proportionnalité  $\lambda$  (W/mK) est la conductivité thermique du corps considéré. C'est une propriété intrinsèque des matériaux qui caractérise la conduction de la chaleur dans un milieu fluide ou solide. Elle dépend d'un certain nombre de paramètres tels que la nature chimique du matériau, la phase physique considérée (solide, liquide, gazeuse), la pression pour les gaz et enfin la température. Le Tableau III-2 présente les valeurs de la conductivité thermique des matériaux souvent utilisés en électronique de puissance.

Tableau III-2. CONDUCTIVITE THERMIQUE DES MATERIAUX

Matériau	Conductivité thermique à 20°C (W/mK)
Air	0,026
Cuivre	390
Epoxy	0,4 à 0,85
Etain	66,6
Ferrite	3,5 à 4,3
Silicium	149

La loi de Fourier est assimilée à la loi d'Ohm en électricité avec les analogies de la température au potentiel électrique et de la conductivité thermique à la conductivité électrique. Elles nous permettent d'utiliser les représentations électriques pour modéliser les échanges thermiques par conduction. En effet, pour le cas où le flux est unidirectionnel, la loi de Fourier appliquée à une surface  $S$  avec laquelle l'échange de chaleur est perpendiculaire s'écrit :

$$\phi_{cond} = \varphi_{cond} \cdot S = -\lambda \cdot S \cdot \frac{\Delta T}{l} \quad \text{Eq. III-2}$$

Dans cette expression,  $l$  est la distance entre les deux points où a lieu la différence de température  $\Delta T = T_1 - T_2$ .

### III.2.2. Rayonnement thermique

Le rayonnement est un phénomène d'échange thermique par lequel la chaleur transite par des ondes électromagnétiques rayonnées entre deux corps séparés par un milieu. La loi fondamentale de ce phénomène découverte par le Professeur slovène J.Stefan et son étudiant autrichien L.Boltzmann en 1884, exprime que la densité du flux thermique émis par une surface idéale, dite noire est en fonction de sa température absolue. Cette loi est aussi appelée loi de Stefan-Boltzmann :

$$\varphi_{ray} = \sigma \cdot T^4 \quad \text{Eq. III-3}$$

Où le terme  $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ Wm}^{-2} \text{ K}^{-4}$  est dit la constante de Stephan-Boltzmann. L'équation d'échange thermique s'écrit dans le cas idéal d'un corps noir de surface totale  $S$ , à température  $T$ , plongé dans une enceinte noire à la température absolue  $T_a$  :

$$\phi_{ray} = \varphi_{ray} \cdot S = \sigma \cdot S \cdot (T^4 - T_a^4) \quad \text{Eq. III-4}$$

En pratique, on doit prendre en compte la géométrie du système par l'introduction d'un facteur de forme lié à l'angle de vue de la surface rayonnant vers l'ambient (facteur  $F$ ), le calcul de ce coefficient est relativement complexe et est présenté dans les ouvrage spécialisés en thermique [MAT-05]. Un autre coefficient devant être pris en compte est le facteur d'émissivité de la surface  $\varepsilon$ . Ce facteur considère des corps qui ne sont pas idéalement noir mais réellement gris.

$$\phi_{ray} = \varepsilon \cdot \sigma \cdot F \cdot S \cdot (T^4 - T_a^4) \quad \text{Eq. III-5}$$

Dans le cadre de cette étude, nous considérerons que les ondes rayonnées partent de la surface extérieure du composant et se dirigent selon toutes les directions vers l'ambient qui est une boîte infinie à une température constante  $T_a$ . Le facteur de l'angle de vue vaut l'unité dans ce cas là ( $F = 1$ ).

La difficulté de cette modélisation analytique est de connaître le coefficient d'émissivité de la surface des matériaux rencontrés dans les composants passifs de l'électronique de puissance. Tout d'abord pour la ferrite on trouve un coefficient d'émissivité  $\varepsilon_{Fe} = 0,95$  [SNE-88]. Comme nous sommes dans un cas similaire, nous utiliserons cette valeur dans notre étude. Ensuite pour du cuivre électrodéposé présent sur la surface des circuits imprimés, on trouve une

capacité de rayonnement thermique beaucoup moins important  $\epsilon_{Cu} = 0,03$  [EnTool]. Pour le Kapton et l'Epoxy, nous n'avons pas exactement les caractéristiques de ce type de matériau aussi, nous utiliserons le coefficient d'émissivité de la peinture d'époxy noire  $\epsilon = 0,89$  qui est similaire à celui du Kapton et de l'Epoxy [EnTool] [EOI].

Tableau III-3. COEFFICIENT D'EMISSIVITE DES MATERIAUX

Matériau	$\epsilon$
Ferrite	0,95
Cuivre d'électrodéposition	0,03
Peinture d'époxy noire	0,89
Etain non oxydé	0,04

### III.2.3. Convection thermique

La convection est un mode d'échange thermique entre deux corps dont l'un est en mouvement par rapport à l'autre (un mouvement de fluide ou de l'air sur la paroi d'un solide). L'origine de ce mouvement est la variation de la masse volumique du fluide ou de l'air. Ce mouvement est soit naturel soit artificiel par une force extérieure (ventilation, pompage) qui a pour objectif d'augmenter l'efficacité du transfert de chaleur.

La loi fondamentale de ce phénomène dite loi de Newton exprime que la densité de flux de chaleur à travers une surface  $S$  de la paroi d'un corps solide est proportionnelle à la différence de température entre la paroi ( $T$ ) et celle de l'écoulement ( $T_a$ ).

$$\phi_{conv} = h_{conv} \cdot S \cdot (T - T_a) \quad \text{Eq. III-6}$$

Le coefficient de la convection thermique  $h_{conv}$  ( $W/m^2 K$ ) rend compte du mouvement d'un fluide ou de l'air provoqué par la différence de température  $T - T_a$  et montre que ce phénomène dépend fortement de la température et des natures du problème traité comme : le type de convection (*forcée, naturelle, mixte*) ; la vitesse d'écoulement ; le régime d'écoulement (*laminaire, turbulent ou transitoire*) ; la position géométrique de la paroi d'échange (*verticale ou horizontale, chauffant vers le haut ou vers le bas*) ; la nature physique du fluide ou du gaz (*masse volumique, conductivité thermique, viscosité dynamique, chaleur massique, ...*).

Ce coefficient peut être calculé analytiquement dans les cas des systèmes simples. Pour des systèmes complexes, il sera plutôt déterminé de manière expérimentale. Dans le cadre de notre étude, nous ne nous intéresserons qu'au refroidissement du composant par le mouvement convectif de l'air ambiant. Les composants passifs intégrés comme les LCT ont souvent des

formes cubiques, la surface extérieure se compose donc des plaques rectangulaires et il est donc possible d'analyser la convection thermique naturelle de ce type de composant.

Nous allons récapituler dans cette partie les expressions analytiques principales de la convection naturelle par l'air ambiant pour quelques parois de formes géométriques simples liées à la conception mécanique des composants passifs intégrés. Ce sont les plaques rectangulaires chauffantes mises dans différentes positions : *plaque horizontale chauffant vers le haut* (Figure III-1a), *plaque horizontale chauffant vers le bas* (Figure III-1b), *plaque verticale* (Figure III-1c).

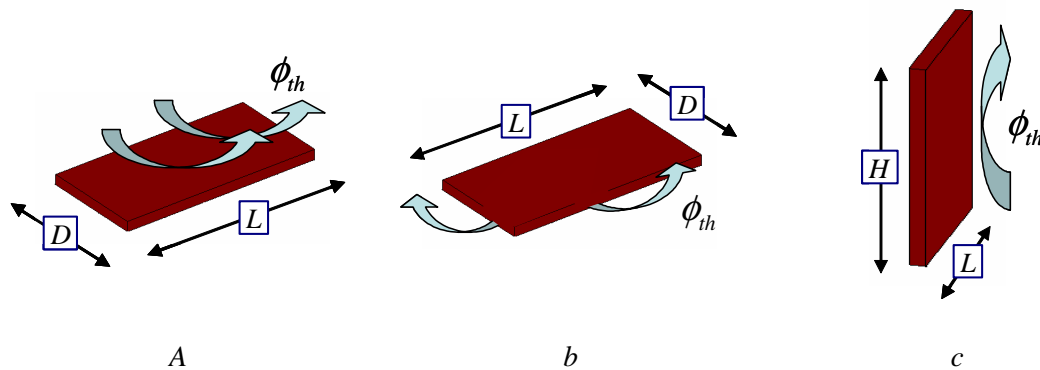


Figure III-1. Différentes positions d'une plaque chauffante

Pour toutes les positions des plaques présentées ci-dessus, on définit une dimension commune appelée la longueur caractéristique thermique  $L_c$  de la surface où a lieu le transfert de chaleur. Elle vaut la hauteur pour les plaques verticales et vaut le rapport de la surface sur son périmètre pour les plaques horizontales.

$$L_{c\_v} = H \quad \text{Eq. III-7}$$

$$L_{c\_h} = \frac{S}{P} = \frac{D.L}{2(D+L)} \quad \text{Eq. III-8}$$

Une expression générale du coefficient de convection est donnée par le physicien allemand E.K.W. Nusselt :

$$h_{conv} = \frac{Nu.\lambda}{L_c} \quad \text{Eq. III-9}$$

Avec  $\lambda$  la conductivité thermique du fluide ou du gaz en mouvement et  $Nu$  un facteur empirique sans dimension appelé nombre de Nusselt. Ce nombre a été l'objet de plusieurs études sur la thermodynamique des fluides et des gaz. Généralement il est une fonction de deux autres termes sans dimension connus dans le domaine thermodynamique : le nombre de Reynolds ( $Re$ ) et le nombre de Prandtl ( $Pr$ ).

$$Nu = f(Re, Pr) = \sum c.Re^\alpha Pr^\beta \quad \text{Eq. III-10}$$



Les coefficients  $c, \alpha, \beta$  dépendent du type de convection et de la nature de l'écoulement. Ils sont déterminés de manière expérimentale.

Le nombre de Reynolds caractérise un écoulement et en particulier la nature de son régime (laminaire, transitoire, turbulent). Il représente le rapport entre les forces d'inertie et les forces visqueuses d'un écoulement.

$$\text{Re} = \frac{\rho \cdot v \cdot L_c}{\mu} = \frac{v \cdot L_c}{\nu} \quad \text{Eq. III-11}$$

Où  $\rho (kg / m^3)$  est la masse volumique et  $\mu (N \cdot s / m^2)$  est la viscosité dynamique du fluide (gaz). Leur combinaison  $\nu = \mu / \rho (m^2 / s)$  est appelée la viscosité cinématique de l'écoulement. Le dernier terme dans l'expression  $\nu (m / s)$  est la vitesse de l'écoulement.

Le nombre de Prandtl représente le rapport entre la diffusivité de quantité de mouvement (ou la viscosité cinématique) et la diffusivité thermique. Il signifie la rapidité des phénomènes hydrodynamiques par rapport aux phénomènes thermiques dans un fluide (gaz).

$$\text{Pr} = \frac{\mu \cdot C_p}{\lambda} = \frac{\nu}{\alpha} \quad \text{Eq. III-12}$$

Ici  $C_p (J / kg \cdot K)$  est la chaleur massique du fluide (gaz) et  $\alpha = \lambda / \rho C_p (m^2 / s)$  est une propriété appelée diffusivité thermique du fluide (gaz).

Si nous limitons maintenant à notre cas d'étude c'est-à-dire la convection naturelle par l'air ambiant, des études théoriques ont donné une relation empirique pour la convection de l'air applicable dans plusieurs circonstances.

$$Nu_f = C \cdot (Gr_f \cdot Pr_f)^m \quad \text{Eq. III-13}$$

Il apparaît ici un nouveau paramètre  $Gr_f$  sans dimension appelé nombre de Grashof. Dans le cas de la convection naturelle sur une plaque horizontale, ce paramètre s'écrit :

$$Gr_f = \frac{g \cdot \beta \cdot (T - T_a) \cdot L_c^3}{\nu^2} \quad \text{Eq. III-14}$$

Où  $g = 9,81 m / s^2$  est l'accélération gravitationnelle de la Terre et  $\beta$  est un terme appelé coefficient de dilatation du fluide (gaz). Pour l'air ambiant  $\beta$  est approximativement égal à l'inverse de la température absolue. Cette température absolue d'un écoulement d'air  $T_f$  est souvent considérée comme la moyenne de la température de la paroi  $T$  et de l'ambient  $T_a$ . On obtient donc l'expression du coefficient de dilatation de l'air lors d'un écoulement par convection.

$$T_f = \frac{T + T_a}{2} \quad \text{Eq. III-15}$$

$$\beta = \frac{1}{T_f} = \frac{2}{T + T_a} \quad \text{Eq. III-16}$$

Le produit du nombre de Grashof  $Gr$  par celui de Prandtl  $Pr$  est appelé nombre de Rayleigh  $Ra$  :

$$Ra = Gr.Pr = \frac{g \cdot \beta \cdot (T - T_a) \cdot L_c^3}{\nu \cdot \alpha} \quad \text{Eq. III-17}$$

Dans la plupart des cas, le nombre de Rayleigh est grand (de  $10^6$  à  $10^8$ ). Les coefficients expérimentaux  $C$  et  $m$  de l'expression Eq. III-13 apparaissent dans plusieurs références, quelque fois avec des valeurs différentes.

Le but de ce bilan est de donner quelques résultats simples permettant de calculer l'échange thermique due à ces phénomènes dans un composant passif intégré. Le tableau suivant indique les valeurs de  $C$  et  $m$  pour les trois types de plaques présentées ou pour des cylindriques utilisables dans les composants bobinages classiques.

Tableau III-4. CONSTANTS DE LA CONVERSION THERMIQUE NATURELLE

Géométrie	$Ra$	$C$	$m$
Plaque verticale et cylindrique verticale	$10^4$ à $10^9$	0,59	1/4
	$10^9$ à $10^{11}$	0,1	1/3
Plaque horizontale chauffant vers le haut	$2 \times 10^4$ à $8 \times 10^6$	0,54	1/4
	$8 \times 10^6$ à $10^{11}$	0,15	1/3
Cylindrique horizontale	$10^4$ à $10^9$	0,53	1/4
	$10^9$ à $10^{11}$	0,13	1/3
Plaque horizontale chauffant vers le bas	$10^5$ à $10^{11}$	0,27	1/4

Enfin, pour la détermination du nombre de Nusselt, il faut noter que les caractéristiques principales de l'air comme la conductivité thermique  $\lambda_{air}$ , la viscosité cinématique  $\nu_{air}$  et la diffusivité thermique  $\alpha_{air}$  varient en fonction de la température. Des études expérimentales ont montré que ces caractéristiques varient linéairement en fonction de la température absolue [INC-96].

$$\begin{aligned}\lambda_{air} &= a_{\lambda} + b_{\lambda} \cdot (T_f - T_0) \\ \nu_{air} &= a_{\nu} + b_{\nu} \cdot (T_f - T_0) \\ \alpha_{air} &= a_{\alpha} + b_{\alpha} \cdot (T_f - T_0)\end{aligned}\tag{Eq. III-18}$$

Les facteurs empiriques  $a$  et  $b$  dans le cas de la condition initiale  $T_0 = 300K$  sont présentés dans le tableau suivant [FAG-97].

Tableau III-5. PROPRIETES THERMIQUE DE L' AIR AMBIANT

$T_0 = 300K$	$a$	$b$
$\lambda_{air}$ (W/mK)	$26,3 \times 10^{-3}$	$0,074 \times 10^{-3}$
$\nu_{air}$ (m <sup>2</sup> /s)	$185,89 \times 10^{-6}$	$0,1 \times 10^{-6}$
$\alpha_{air}$ (m <sup>2</sup> /s)	$22,5 \times 10^{-6}$	$0,148 \times 10^{-6}$

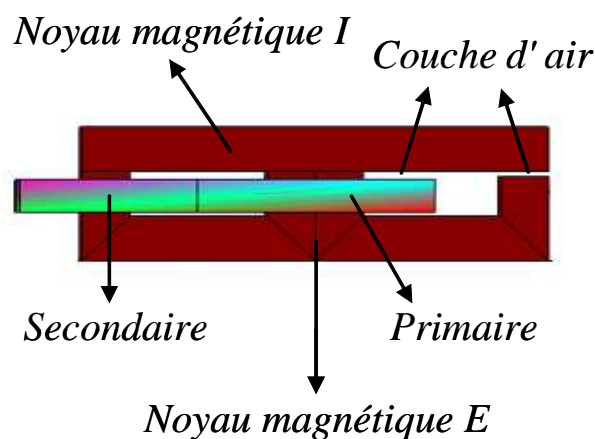
Nous avons, dans cette partie, récapitulé de manière simple les phénomènes principaux du transfert thermique : la conduction, le rayonnement et la convection. Les lois théoriques de ces phénomènes ont été présentées et on peut constater que la modélisation thermique est fortement dépendante, et de façon non linéaire, de la température. Toute la difficulté de la modélisation thermique d'un composant se trouve donc dans la détermination des coefficients d'échange thermique, notamment pour la convection. Bien que la modélisation thermique des plaques élémentaires puisse nous aider à réaliser un modèle analytique d'un composant, la vérification expérimentale est une nécessité pour valider les modèles. Dans la suite, nous allons appliquer cette approche de modélisation thermique aux composants LCT et nous nous intéresserons à la simplification du modèle en faisant des essais expérimentaux qui seront présentés dans les paragraphes suivants.

### III.3. Modèle thermique des composants passifs planars

#### III.3.1. Objectifs et choix des modèles

Dans le cadre de notre étude sur la thermique, nous souhaitons obtenir un modèle thermique analytique pour les composants passifs qui nous permettra de déterminer la température de fonctionnement d'un composant en connaissant sa géométrie et ses pertes estimées par la méthode LEEC. De nombreuses approches peuvent être utilisées pour parvenir à une estimation satisfaisante des températures de fonctionnement. Certaines méthodes numériques (éléments finis, différences finies, ...) permettent de calculer et de donner une cartographie détaillée des températures en tous points d'un composant. Pourtant, l'utilisation de

ces méthodes est relativement lourde et coûteuse ce qui les rend difficiles à intégrer dans un outil d'optimisation du dimensionnement. Dans le cas de cette utilisation, le modèle thermique doit être analytique et simple tout en offrant une précision acceptable aussi nous ne nous intéresserons qu'à une estimation de température moyenne des parties principales du composant. Vu la conception générale d'un composant passif LCT planar Figure III-2, les parties principales dans lesquelles nous voulons déterminer la température de travail sont les corps solides qui sont : *le noyau magnétique en E, le noyau magnétique en I, le PCB du primaire et le PCB du secondaire.*



**Figure III-2. Conception générale des composants LCT**

Afin de simplifier la modélisation thermique du composant, nous ajoutons ici quelques hypothèses simplificatrices complétant les 5 présentées précédemment. La numérotation de ces hypothèses poursuit celle des précédentes:

- 6) *Les corps solides constituant le composant sont considérés comme des isothermes et la dissipation de la chaleur dans ces corps est considérée homogène. Par conséquent, la température étant uniforme dans chaque corps solide et il n'y a que 4 températures moyennes des 4 parties du composant qui doivent être déterminées.*
- 7) *L'échange thermique entre deux corps solides du composant s'effectue par la conduction des couches en contact. Il s'agit des couches d'époxy et de kapton entre le PCB primaire et le PCB secondaire, des couches d'air entre les PCB et les noyaux magnétiques, des couches adhésives entre les deux noyaux magnétiques.*
- 8) *L'échange thermique entre le composant et l'air ambiant s'effectue par la convection et le rayonnement sur les surfaces extérieures des 4 parties présentées.*

Parmi les quatre parties principales du composant : les deux noyaux magnétiques dissipent la chaleur correspondant aux pertes fer du composant, les PCB des enroulements dissipent les chaleurs associées aux pertes cuivres et aux pertes diélectriques du composant. Dans ce cas, les pertes dans les PCB réalisant les enroulements sont facilement séparées en

utilisant le modèle des pertes étudié au chapitre II (Figure II-35). Pour déterminer la température de fonctionnement des deux parties du noyau magnétique, nous devons séparer les pertes entre ces deux. Pour cela, nous ferons l'hypothèse d'une répartition uniforme de ces pertes dans le volume du noyau magnétique. Si on considère  $P_{Fe}$  comme étant la totalité des pertes fer alors la répartition des pertes entre les deux parties du noyau n'est alors liée que aux volumes de celles-ci.

$$P_{M1} = \frac{V_{M1}}{V_{M1} + V_{M2}} P_{Fe} \quad \text{Eq. III-19}$$

$$P_{M2} = \frac{V_{M2}}{V_{M1} + V_{M2}} P_{Fe} \quad \text{Eq. III-20}$$

Maintenant, si nous souhaitons connaître les températures de fonctionnement des quatre parties du composant, nous devons relier ces différentes parties par un modèle de comportement thermique. Pour cela, la méthode nodale présentée dans le chapitre I (I.3.2) correspond bien à nos attentes en fournissant un modèle dont la finesse est suffisante dans le cas des études statiques.

### **III.3.2. Modèle thermique nodal du composant**

Dans cette partie, nous allons décrire les démarches retenues pour obtenir et pour vérifier le modèle thermique des composants passifs LCT. La première phase consiste à définir un schéma thermique équivalent permettant de rendre compte des principaux couplages thermiques entre les différentes parties du composant. La deuxième phase correspond à la détermination des résistances thermiques du schéma choisi. Et enfin, la troisième phase a pour objectif de valider le modèle en faisant des comparaisons entre les résultats obtenus par des simulations et des essais expérimentaux. Enfin, face aux besoins de simplification du modèle thermique afin d'utiliser dans les outils d'optimisation, la dernière phase de la démarche consistera à simplifier le modèle proposé.

#### ***a) Détermination du schéma thermique nodale***

En regardant la conception générale des composants LCT (Figure III-2), le schéma thermique équivalent proposé se compose de 4 noeuds (M1, P, S, M2) où chaque noeud correspond à une partie du composant, considéré ici comme une isotherme. Puisque nous nous intéressons seulement au régime thermique stationnaire, les couplages thermiques ne sont modélisés que par des résistances : *les échanges thermiques entre les noeuds s'effectuent donc par des résistances représentant la conduction thermique, les échanges thermiques entre les surfaces extérieures du composant et l'air ambiant s'effectuent par des résistances représentant la convection et le rayonnement thermique.* L'air ambiant de température  $T_a$  est considéré

comme la référence du schéma thermique proposé et les pertes dissipées dans les différentes parties sont représentées par des sources de courant. Le schéma thermique nodal du composant LCT est présenté Figure III-3.

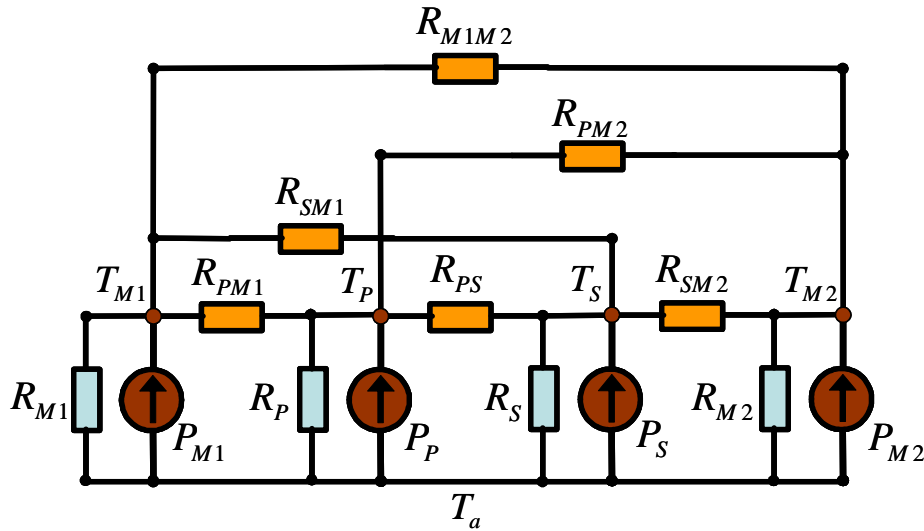


Figure III-3. Modèle thermique nodal du composant LCT

### b) Détermination des résistances thermiques

En se basant sur les expressions analytiques des lois de transfert de chaleurs présentées, nous pouvons facilement déduire les résistances thermiques. Mais, compte tenu de la non linéarité du problème thermique, la plupart des résistances dépendent fortement de la température.

Tout d'abord, en connaissant la position des surfaces d'échange thermique par conduction entre les parties du composant (les résistances  $R_{PM1}$ ,  $R_{PM2}$ ,  $R_{SM1}$ ,  $R_{SM2}$ ,  $R_{PS}$ ,  $R_{M1M2}$  de la Figure III-3), on peut déduire ces résistances thermiques de conduction :

$$R_{cond} = \frac{\Delta T}{\phi_{cond}} = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{l}{S} \quad \text{Eq. III-21}$$

Il est à noter que les résistance des couches d'air effectuant les couplages thermiques entre les noyaux et les enroulements ( $R_{PM1}$ ,  $R_{PM2}$ ,  $R_{SM1}$ ,  $R_{SM2}$ ) ont une conductivité thermique dépendant de la température (ici c'est la température moyenne de deux isothermes aux deux extrémités de la résistance). Toutefois, les conductivités thermiques des différentes parties sont déterminées par l'Eq. III-18 pour laquelle les coefficients sont présentés Tableau III-5.

Le couplage thermique entre les deux noyaux magnétiques ( $R_{M1M2}$ ) est composé de deux couches en époxy adhésive (assemblage de la jambe centrale et d'une jambe latérale du noyau) et d'une couche d'air (entrefer sur l'autre jambe latérale). Malgré tout, n'ayant pas le moyen de

déterminer la dépendance de la conductivité thermique en fonction de la température des matériaux comme l'époxy ou kapton, leurs résistances sont considérées constante et trouvées dans le Tableau III-2. La résistance totale  $R_{M1M2}$  est équivalente à la mise en parallèle des trois résistances des couches d'assemblage élémentaires présentées.

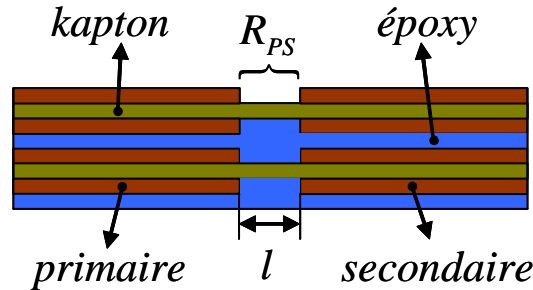


Figure III-4. Couplage thermique primaire - secondaire

Le couplage thermique entre le primaire et le secondaire du composant LCT planar (Figure III-4) est composé de  $n$  couches en kapton et  $2n - 1$  couches d'époxy. Dans ce cas, on suppose que les  $2n$  couches de cuivres constituant le LCT (car le composant présente deux bobinages primaires identiques) ne font pas de lien thermique entre primaire et secondaire en raison de l'isolation galvanique entre ces deux bobinages. En appelant  $S_{kap}$  et  $S_{epox}$  les surfaces en regard des couches élémentaires (ces surfaces sont respectivement proportionnelles aux épaisseurs des couches), les résistances thermiques sont déduites par les expressions suivantes :

$$R_{kap} = \frac{1}{\lambda_{kap}} \cdot \frac{l}{n \cdot S_{kap}} \quad \text{Eq. III-22}$$

$$R_{epox} = \frac{1}{\lambda_{epox}} \cdot \frac{l}{(2n - 1) \cdot S_{epox}} \quad \text{Eq. III-23}$$

La résistance totale  $R_{PS}$  se détermine par la mise en parallèle des deux résistances ci-dessus :

$$R_{PS} = \frac{R_{kap} \cdot R_{epox}}{R_{kap} + R_{epox}} \quad \text{Eq. III-24}$$

Ensuite, grâce aux différents coefficients d'échange, les résistances thermiques par rayonnement et par convection naturelle sont déterminées en connaissant la géométrie et les positions (verticale ou horizontale) des surfaces extérieures du composant.

Résistance thermique de rayonnement en fonction de la température de la paroi :

$$R_{conv} = \frac{T - T_a}{\phi_{ray}} = \frac{1}{\varepsilon \cdot \sigma \cdot F \cdot S \cdot (T + T_a)(T^2 + T_a^2)} \quad \text{Eq. III-25}$$

Résistance thermique de convection en fonction de la température de la paroi :

$$R_{conv} = \frac{T - T_a}{\phi_{conv}} = \frac{1}{h_{conv} \cdot S} = \frac{1}{Nu(T) \cdot \lambda_{air}(T)} \cdot \frac{L_c}{S} \quad \text{Eq. III-26}$$

Ces expressions nous permettent de déterminer les résistances  $R_{M1}$ ,  $R_p$ ,  $R_s$ ,  $R_{M2}$  de la Figure III-3. Enfin, la résistance correspondant à la convection et au rayonnement thermique se détermine par la mise en parallèle des deux résistances de deux phénomènes précédents :

$$R_{th} = \frac{R_{conv} \cdot R_{ray}}{R_{conv} + R_{ray}} \quad \text{Eq. III-27}$$

### c) Résolution du modèle

La détermination des températures des nœuds est facilement déduite en faisant une simulation schématique à l'aide de logiciels de type circuit dès lors que les valeurs des résistances et des sources de pertes sont déterminées. Malheureusement, les résistances thermiques du schéma proposé dépendent des températures que l'on veut déterminer ( $T_{M1}$ ,  $T_p$ ,  $T_s$ ,  $T_{M2}$ ). Les simulateurs schématiques classiques (PSIM, Pspice, ...) ne peuvent donc pas résoudre ce problème. Aussi, nous avons fait le choix de représenter le modèle par un système d'équation non linéaire afin de le résoudre analytiquement par un solveur mathématique (Mathlab, Mathcad,...).

A l'aide de la loi de nœuds les relations suivantes sont simplement déduites :

$$\begin{aligned} P_{M1} &= \frac{T_{M1} - T_a}{R_{M1}} + \frac{T_{M1} - T_p}{R_{PM1}} + \frac{T_{M1} - T_s}{R_{SM1}} + \frac{T_{M1} - T_{M2}}{R_{M1M2}} \\ P_p &= \frac{T_p - T_a}{R_p} + \frac{T_p - T_{M1}}{R_{PM1}} + \frac{T_p - T_s}{R_{PS}} + \frac{T_p - T_{M2}}{R_{PM2}} \\ P_s &= \frac{T_s - T_a}{R_s} + \frac{T_s - T_{M1}}{R_{SM1}} + \frac{T_s - T_p}{R_{PS}} + \frac{T_s - T_{M2}}{R_{SM2}} \\ P_{M2} &= \frac{T_{M2} - T_a}{R_{M2}} + \frac{T_{M2} - T_p}{R_{PM2}} + \frac{T_{M2} - T_s}{R_{SM2}} + \frac{T_{M2} - T_{M1}}{R_{M1M2}} \end{aligned} \quad \text{Eq. III-28}$$

Ces relations peuvent s'écrire sous forme matricielle dans laquelle on définit la matrice des conductances thermiques dont les termes sont l'inverse des résistances thermiques :

$$\begin{bmatrix} S_{thM1} & -\frac{1}{R_{PM1}} & -\frac{1}{R_{SM1}} & -\frac{1}{R_{M1M2}} \\ -\frac{1}{R_{PM1}} & S_{thP} & -\frac{1}{R_{PS}} & -\frac{1}{R_{PM2}} \\ -\frac{1}{R_{SM1}} & -\frac{1}{R_{PS}} & S_{thS} & -\frac{1}{R_{SM2}} \\ -\frac{1}{R_{M1M2}} & -\frac{1}{R_{PM2}} & -\frac{1}{R_{SM2}} & S_{thM2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} T_{M1} - T_a \\ T_p - T_a \\ T_s - T_a \\ T_{M2} - T_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{M1} \\ P_p \\ P_s \\ P_{M2} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. III-29}$$

Les expressions des termes diagonaux de la matrice s'écrivent alors :



$$\begin{aligned}
 S_{thM1} &= \frac{1}{R_{M1}} + \frac{1}{R_{PM1}} + \frac{1}{R_{SM1}} + \frac{1}{R_{M1M2}} \\
 S_{thP} &= \frac{1}{R_P} + \frac{1}{R_{PM1}} + \frac{1}{R_{PS}} + \frac{1}{R_{PM2}} \\
 S_{thS} &= \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_{SM1}} + \frac{1}{R_{PS}} + \frac{1}{R_{SM2}} \\
 S_{thM2} &= \frac{1}{R_{M2}} + \frac{1}{R_{PM2}} + \frac{1}{R_{SM2}} + \frac{1}{R_{M1M2}}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. III-30}$$

Le modèle thermique est maintenant représenté par un système d'équations non linéaires  $S_{th}(T) \times (T - T_a) = P$  permettant la résolution par des logiciels de mathématiques. Dans le cadre de cette étude, nous avons utilisé le solveur « **fsolve** » de l'outil d'optimisation du simulateur Matlab de chez Mathwork<sup>TM</sup> [Mathlab] pour résoudre ce système d'équations.

#### d) Validation du modèle

Afin de valider le modèle proposé, nous avons effectué des relevés expérimentaux simples sur le LCT étudié au chapitre II. Dans ces essais, nous avons déterminé la température des enroulements par une méthode indirecte basée sur la variation de la résistance électrique du cuivre en fonction de la température. Nous effectuons donc des mesures de la résistance électrique des bobinages pour déterminer la température de ces derniers. Cette méthode présente l'avantage d'être simple mais aussi précise par rapport à celles directes et complexes à mettre en œuvre car utilisant des capteurs thermiques ou une caméra infrarouge.

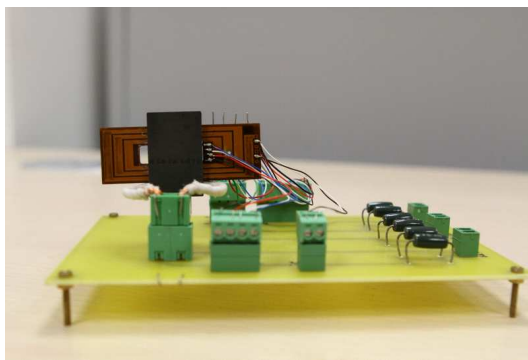
L'expression de la variation de la résistance électrique du cuivre en fonction de la température s'écrit :

$$R_{Cu}(T) = R_{Cu}(T_0) + \alpha(T - T_0).R_{Cu}(T_0) \tag{Eq. III-31}$$

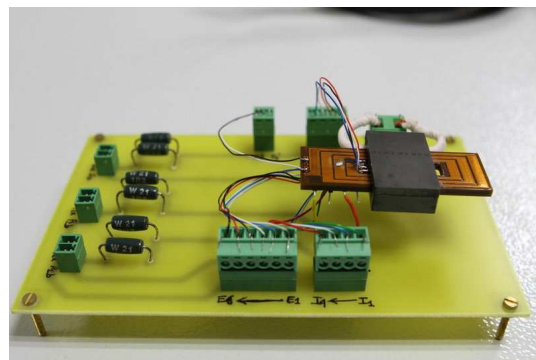
Ici, le coefficient pour le cuivre pur  $\alpha = 4.10^{-3} \text{ (K}^{-1}\text{)}$  est utilisé car le cuivre des circuits imprimés présente une très bonne qualité intrinsèque. Pour les autres types de cuivre, il est préférable d'effectuer des mesures directes afin de trouver le coefficient correspondant. Par exemple le cuivre émaillé utilisé pour réaliser les composants bobinés classiques dépend moins de la température  $\alpha = 3,9.10^{-3} \text{ (K}^{-1}\text{)}$  [ABA-03].

Le composant a été placé en deux positions géométriques pour pouvoir obtenir plusieurs types de convections naturelles et un des deux bobinages du primaire a été alimenté par une source de courant continu. Avec ces conditions nous ne comptons que sur les pertes cuivre « DC » du primaire alimenté pour échauffer le composant. Les autres parties de celui-ci ne sont le siège d'aucune perte et subissent le transfert de chaleurs par les couplages thermiques. La détermination de la température est effectuée sur le deuxième bobinage primaire non alimenté

par la mesure de la résistance. Les résistances électriques sont mesurées par un Micro-ohmètre OM10 AOIP™ [OM10]. d'une sensibilité de  $10\mu Ohm$ . Les manipulations sont effectuées dans une chambre de test suffisamment large et on considère l'air ambiant comme une référence de température constant. Les essais sont effectués en été pour une température ambiante  $T_a \approx 25^\circ C$ . Nous allons limiter l'impact de la température ambiante en n'évaluant que les élévations de température en déterminant les élévations de la résistance électrique par rapport à la résistance initiale à température ambiante. Chaque mesure est effectuée 30 minutes après chaque réglage de puissance électrique alimentant le bobinage pour que le régime thermique atteigne le régime stationnaire. La Figure III-5a montre le cas où le composant est mis en position verticale et la Figure III-5b est le cas où il est mis en position horizontale.



a. Composant mis en vertical



a. Composant mis en horizontal

**Figure III-5. Mise en œuvre des essais thermiques**

Les tableaux suivants montrent les élévations de température mesurées et modélisées de la partie PCB (primaire du composant LCT) en fonction des deux positions verticale ou horizontale. Nous voyons que le modèle thermique non linéaire a sous-évalué la température de travail du composant et que cette sous-évaluation augmente lorsque la température augmente. Malgré tout, l'erreur de la modélisation ne dépasse pas  $10^\circ C$  et est acceptable pour la modélisation thermique des composants d'électronique de puissance.

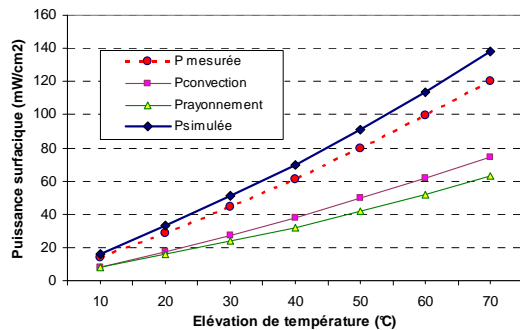
Tableau III-6. RESULTATS DANS LE CAS OU LE COMPOSANT EST MIS EN VERTICAL

Elévation de température déterminée par la mesure de résistance électrique ( $^\circ C$ )	10	20	30	40	50	60	70
Elévation de température modélisée ( $^\circ C$ )	10.28	19.30	28.03	36.40	45.33	54.14	63.28

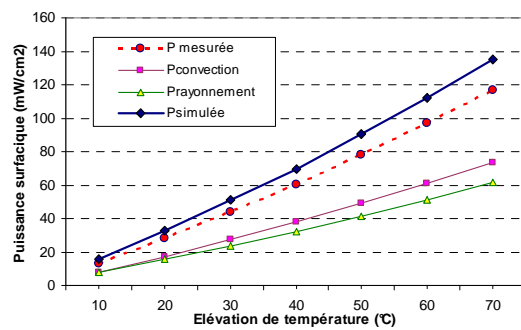
Tableau III-7. RESULTATS DANS LE CAS OU LE COMPOSANT EST MIS EN HORIZONTAL

Elévation de température déterminée par la mesure de résistance électrique (°C)	10	20	30	40	50	60	70
Elévation de température modélisée (°C)	9.85	18.67	27.39	35.60	44.02	52.55	61.06

En utilisant cette méthode de modélisation, nous pouvons quantifier et séparer les puissances de refroidissement de différentes natures. En sachant que nous ne modélisons le transfert thermique qu'en régime stationnaire, les pertes dissipées à l'intérieur du composant sont donc toutes évacuées. Les courbes de la Figure III-6 montrent les puissances surfaciques de refroidissement par convection et par rayonnement. Les courbes rouges pointillés sont les puissances mesurées en fonction de l'élévation de température placée sur l'axe horizontal des graphiques. Nous constatons que l'erreur de la modélisation (sous-évaluation des températures) vient du fait de la sur-évaluation de la capacité de refroidissement du composant, les puissances simulées totales (courbes en traits continus bleus) sont toujours plus grandes que celles mesurées (courbes pointillés rouges). Une deuxième remarque, déduite des résultats obtenus, est que le phénomène de convection thermique est de plus en plus prépondérant face au rayonnement thermique lorsque la température augmente.



a. Composant en position verticale



a. Composant en position horizontale

Figure III-6. Séparation des modes d'évacuation de la puissance

e) Simplification du modèle

La modélisation thermique présentée dans les paragraphes ci-dessus prenant en compte la non linéarité des phénomènes de transfert de chaleur a montré qu'elle permet d'avoir une erreur acceptable (moins de 10°C), mais aussi qu'elle permet d'analyser la part de chaque phénomène dans l'échange de chaleur. Ce modèle est relativement complexe notamment en ce qui concerne la détermination des résistances thermiques en fonction de la température. Bien que la solution du système d'équation non linéaire ait été rapidement trouvé dans le cas de ce composant, des

problèmes de convergence pourraient apparaître lors de l'utilisation de ce modèle dans un outil d'optimisation de dimensionnement. Nous avons donc fait le choix de simplifier le modèle afin d'obtenir un modèle stable et permettant une solution simple.

Face à cette exigence, nous nous intéressons à linéarité du problème de refroidissement thermique du composant. Pour ce faire, nous allons tenter d'homogénéiser les phénomènes de la convection et du rayonnement thermique. Si l'on suppose que les surfaces extérieures du composant possèdent un coefficient d'échange thermique unique. Le transfert thermique à travers ces surfaces prenant en compte la convection et le rayonnement thermique s'écrit :

$$\phi_{th} = \phi_{conv} + \phi_{ray} = h_{total} \cdot S \cdot (T - T_a) \quad \text{Eq. III-32}$$

En analysant les essais présentés dans la partie précédente, nous pouvons déduire ce coefficient dans le cas du composant LCT étudié. La Figure III-7 montre la variation de ce coefficient en fonction de l'élévation de la température du composant pour les deux positions de celui-ci. Par ailleurs, nous pouvons constater sur ces courbes que la position verticale est en générale meilleure pour le refroidissement naturel des composants passifs. Ce résultat est classique car dans cette position le phénomène de convection est favorisé.

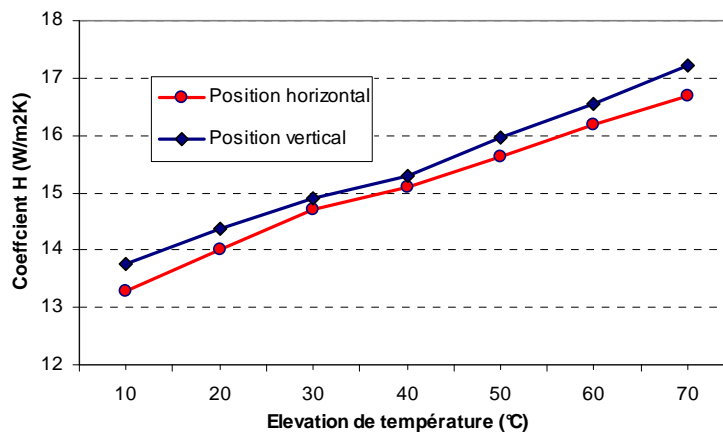
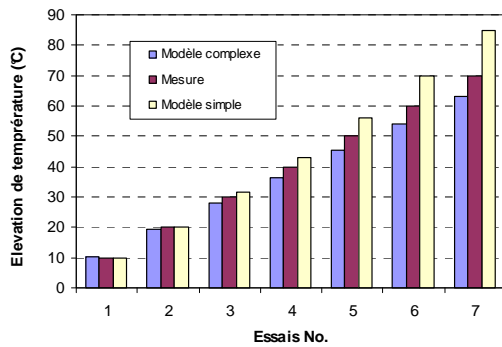
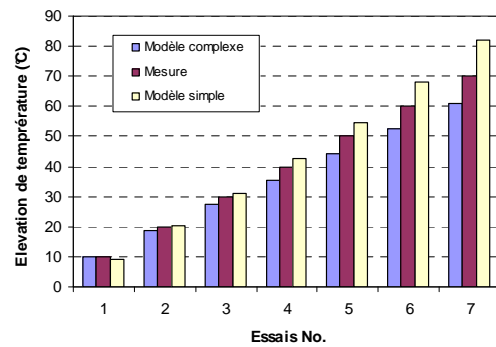


Figure III-7. Variation du coefficient d'échange thermique homogénéisé

Afin de fournir un modèle analytique thermique simple garantissant la convergence des résultats nécessaire pour ne pas perturber la boucle d'optimisation, nous avons fixé le coefficient d'échange thermique pour que tous les types de surfaces extérieures d'un composant passif intégré refroidies par l'air ambiant aient un coefficient d'échange thermique de  $h_{total} = 15 \text{ W} / \text{m}^2 \text{ K}$ . Cette valeur correspond à une élévation de température du composant autour de  $40^\circ\text{C}$  (Figure III-7). Cette approche de simplification de modélisation thermique a été effectuée et validée dans les travaux de thèse de F.Wilmot [WIL-04].



a. Composant vertical



a. Composant horizontal

**Figure III-8. Confrontation des deux modèles thermiques avec la mesure**

En utilisant le modèle simplifié, les températures de travail du composant sont généralement surévaluées (à l'inverse du modèle non linéaire), la Figure III-8 permet de vérifier cette remarque. Cette erreur peut provoquer des surdimensionnements mais ne pose pas de problème pour le fonctionnement du composant (en revanche le modèle non linéaire peut sous dimensionner le composant et risque de conduire à des dysfonctionnements de celui-ci).

### III.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé le problème de la modélisation thermique des composants passifs. Nous avons tout d'abord récapitulé les principes des phénomènes de transfert thermique, ainsi les lois fondamentales de la conduction, du rayonnement et de la convection thermique ont été présentées. En posant des hypothèses simplificatrices, nous avons limité le problème de modélisation thermique aux besoins de notre étude. En se basant sur les hypothèses présentées nous arrivons à mettre en œuvre un modèle thermique représentant le comportement des composants intégrés de type LCT. Ce modèle thermique nodal pouvant prendre en compte la non-linéarité du phénomène thermique a été validé par des essais expérimentaux. Bien que le moyen de validation soit simple et que nous n'ayons pas pu valider tous les aspects du transfert de chaleur dans toutes les parties du composant, les résultats obtenus ont montré, dans le cas du bobinage, la finesse du modèle. Enfin, un deuxième modèle thermique du composant, celui-ci linéaire et permettant une plus simple intégration dans des outils d'optimisation, a été proposé et ses performances ont été comparées au modèle précédent. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter comment relier ce modèle thermique au modèle électrique afin d'intégrer l'ensemble dans une boucle d'optimisation.

## **Références bibliographiques du chapitre**

- [ABA-03] M.T. Abakar, « *Modélisation thermique des composants magnétiques utilisés en électronique de puissance* », thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2003
- [ARA-06] M. Arab, « *Contribution au développement d'outil numérique pour la conception de dispositifs passifs intégrés* », thèse de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2006.
- [FAG-97] J.C.S. Fagundes, A.J.Bastista, P. Viarouge, “*Thermal Modeling of Pot Core Magnetic Components Used in High Frequency Static Converters*”, IEEE Transactions on Magnetic Vol.33, No.22, March 1997.
- [HOL-09] J.Holman, “*Heat transfers*”, 10<sup>ème</sup> édition, Mc Graw Hill, 2009.
- [INC-96] F.P. Incropera, D.P. Witt, “*Fundamentals os Heat and Masse Transfer*”, 4th ed. Editeur(s) New York; Chichester; Brisbane [etc.]: J. Wiley & sons, cop. 1996
- [KER-08] A. Kerim, « *Contribution à l'intégration moyenne de puissance de composants magnétiques pour l'électronique de puissance* », thèse de l'Université Joseph Fourier, 2008
- [MAT-05] S. Mattei, « *Rayonnement thermique des matériaux opaques* », Technique de l'Ingénieur, 2005.
- [MOH-03] N.Mohan, T.M.Undeland, W.P.Robibins “*Power Electronics: Converters, Applications and Design*”, Wiley International, 3<sup>nd</sup> edition, 2003.
- [SNE-88] E.C. Snelling, « *Soft ferrites: Properties and Application* », Butterworths, 1988.
- [TAI-08] J.Taine, E.Iacona, J.P.Petit, “*Transferts thermiques : introduction aux transferts d'énergie*”, 4<sup>ème</sup> édition, Dunod, 2008.
- [WIL-04] F.Wilmot, « *Contribution à la conception et au dimensionnement de fonctions passives intégrées* », thèse de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2004.

## Références en ligne du chapitre

- [Matlab] The MathWorks™, Optimisation Toolbox:  
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/optim/>  
Optimization Algorithms and Examples:  
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/optim/ug/brnoxr7.html>  
Nonlinear Equations Solving (**fsolve**):  
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/optim/ug/fsolve.html>
- [OM10] AOIP™, Micro-ohmmètre portatif OM10  
<http://www.aoip.fr/fr/om10.html>
- [EnTool] The Engineering ToolBox, Emissivity Coefficients of some common Materials:  
[http://www.engineeringtoolbox.com/emissivity-coefficients-d\\_447.html](http://www.engineeringtoolbox.com/emissivity-coefficients-d_447.html)
- [EOI] Electro Optical Industries Inc, Emissivity of Materials:  
[http://www.electro-optical.com/eoi\\_page.asp?h=Emissivity of Materials](http://www.electro-optical.com/eoi_page.asp?h=Emissivity of Materials)

# Chapitre IV

# Optimisation du dimensionnement des composants passifs LCT



## Sommaire du chapitre

<b>Sommaire du chapitre</b> .....	<b>136</b>
<b>IV.1. Introduction du problème</b> .....	<b>137</b>
<b>IV.2. Modèles élémentaires de l'optimisation</b> .....	<b>140</b>
IV.2.1. Couplage des modèles électrique et thermique.....	141
IV.2.2. Modèle géométrique .....	143
<b>IV.3. Dimensionnement des paramètres discrets du composant LCT</b> .....	<b>146</b>
IV.3.1. Choix du nombre de spires et du nombre de couches des enroulements.....	146
IV.3.2. Choix de la connexion et du nombre de spires par couche.....	148
<b>IV.4. Développement de l'outil d'optimisation</b> .....	<b>150</b>
IV.4.1. Choix de l'algorithme d'optimisation.....	150
IV.4.2. Analyse de la convergence de l'optimisation .....	151
IV.4.3. Choix du meilleur optimum local .....	154
<b>IV.5. Optimisation volumique du composant LCT</b> .....	<b>155</b>
IV.5.1. LCT utilisant le matériau C-Ply.....	155
IV.5.2. LCT utilisant le matériau Kapton .....	156
a) <i>Influence de l'épaisseur des couches diélectriques</i> .....	157
b) <i>Influence de l'épaisseur des couches conductrices</i> .....	158
c) <i>Dimensionnement optimal du composant LCT</i> .....	160
<b>IV.6. Conclusion</b> .....	<b>161</b>
<b>Références bibliographiques du chapitre</b> .....	<b>163</b>
<b>Référence en ligne du chapitre</b> .....	<b>163</b>

## IV.1. Introduction du problème

Grâce aux modélisations électrodynamique et thermique des composants passifs présentées aux chapitre II et III, nous avons maintenant la possibilité de modéliser analytiquement les comportements électriques et thermiques d'un composant bobiné planar dès lors que l'on connaît la géométrie du composant et les natures physiques des matériaux le constituant. Dans la suite de ce travail, nous allons étudier le problème inverse, c'est-à-dire dimensionner la géométrie du composant pour l'adapter à un cahier des charges donné en respectant des contraintes électrique et thermique. En d'autres termes, cela revient à traiter un problème d'optimisation de volume du composant avec pour objectif de concevoir un dispositif à forte puissance volumique. Une contrainte principale de cette miniaturisation est la thermique : la température de travail des composants passifs doit être maintenue inférieure à  $90^{\circ}\text{C}$  lorsque l'on utilise des matériaux classiques comme expliqué au chapitre III. La deuxième contrainte est l'induction magnétique dans le noyau : cette induction doit être maintenue inférieure à l'induction de saturation du noyau, par exemple le niveau de champ magnétique dans un noyau de ferrite 3F3 pouvant être utilisée dans les composants LCT ne doit pas dépasser  $500\text{mT}$  [Ferrocube]. En réalité, l'induction de travail maximale dans un noyau en ferrite 3F3 est limitée à une valeur bien plus faible (environ  $250\text{mT}$ ) en raison des pertes fer. Il faut savoir que la contrainte thermique va naturellement prendre en compte cette deuxième limite en cherchant à limiter les pertes fer à une valeur compatible avec l'élévation de température acceptable pour le bon fonctionnement de la ferrite. Pourtant nous ajouterons tout de même une contrainte sur l'induction maximale du noyau magnétique pour garantir un bon fonctionnement du composant dimensionné.

Le cahier des charges de cette optimisation vise à utiliser ce composant dans une structure DC-DC quasi-résonante en demi pont à deux MOSFETs et deux diodes de roue libre côté onduleur et deux diodes de puissance côté redresseur. Le composant passifs LCT inclut un secondaire à point milieu permettant de simplifier la conception du redresseur. Le composant et la structure sont présentés Figure I-23.

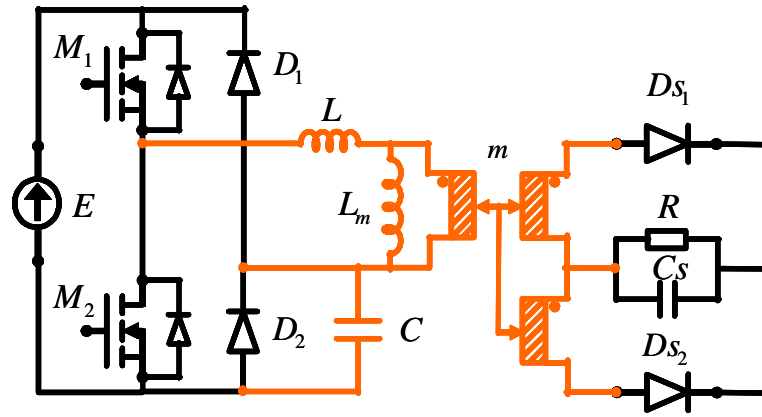
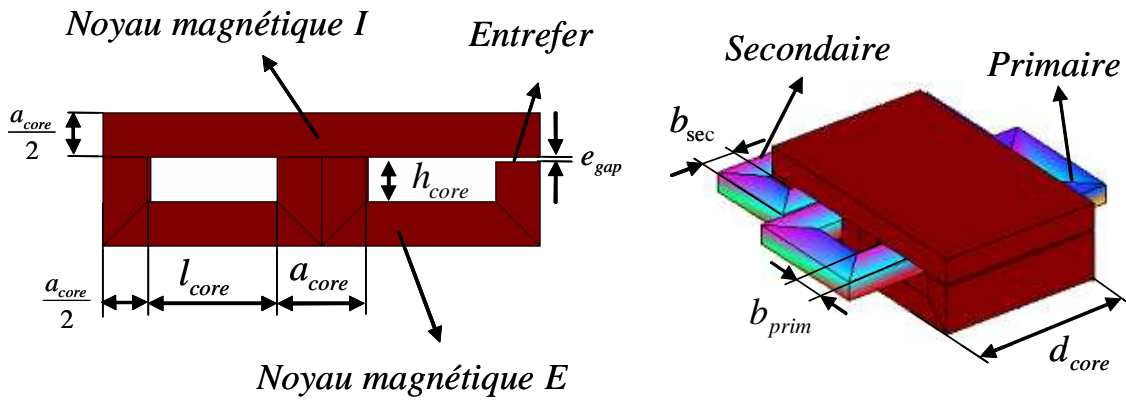


Figure IV-1. Structure de convertisseur utilisant un composant LCT

La détermination des paramètres du composant LCT est présentée au chapitre I, nous récapitulons ici les caractéristiques du convertisseur permettant de fixer le cahier des charges de l'optimisation.

- ✚ Puissance de sortie du convertisseur : 60 W
- ✚ Tension d'entrée du convertisseur : 300 V
- ✚ Tension de sortie du convertisseur : 5 V
- ✚ Fréquence de découpage du convertisseur : 250 kHz
- ✚ Rapport de transformation du composant LCT: 1/20
- ✚ Capacité intégrée du composant LCT: 3 nF
- ✚ Inductance de fuite du composant LCT: 100 μH

Afin d'utiliser la méthode LEEC pour représenter le comportement électrodynamique du composant, quelques paramètres géométriques doivent être prédéterminés avant de lancer l'optimisation (*nombre des couches des bobinages, topologie de connexion des couches*). En effet, il serait trop complexe d'optimiser librement ces paramètres car ils interviennent directement sur la topologie du modèle utilisé. Notre travail d'optimisation se focalisera donc sur la détermination des valeurs optimales pour *les dimensions élémentaires du composant (hauteur, largeur, profondeur) ainsi que le nombre de spires et le nombre de couches des enroulements*. Pour couvrir tout le champs des possibilités, le nombre des variables géométriques correspond aux cinq dimensions du noyau magnétique Figure IV-2a ( $a_{core}$ ,  $l_{core}$ ,  $h_{core}$ ,  $d_{core}$ ,  $e_{gap}$ ) et aux cinq dimensions des bobinages (*correspondant aux épaisseurs des couches de cuivre, de diélectrique et d'époxy adhésive et aux largeurs des pistes de cuivre du primaire  $b_{prim}$  et du secondaire  $b_{sec}$ , ces largeurs s'appliquent aussi aux têtes des bobinages* Figure IV-2b).



a. Profil du noyau magnétique

b. Vue 3D du composant

**Figure IV-2. Les variables dimensionnelles d'un composant LCT**

En étudiant la nature mathématique des variables d'optimisation, nous pouvons les qualifier en deux types : les variables dites continues quand leurs variations sont continues dans le domaine d'optimisation, les variables dites discontinues si leurs variations sont discrètes dans le domaine. Parmi des variables présentées, la largeur des bobinages ( $b_{prim}$ ,  $b_{sec}$ ) sont des variables libres et sont considérées comme des variables continues, les dimensions du noyau magnétique ( $a_{core}$ ,  $l_{core}$ ,  $h_{core}$ ,  $d_{core}$ ,  $e_{gap}$ ) sont normalement dépendantes des gammes de noyaux commercialisées mais comme nous souhaitons explorer tous les champs des possibilités, nous les considérons continues dans notre optimisation (en effet, il est toujours possible d'effectuer des usinages sur des noyaux standards pour en changer les dimensions ou de choisir un noyau standard dont les dimensions sont proches de l'optimum). En revanche, les trois épaisseurs correspondant aux couches de cuivre, de matériau diélectrique intégré et d'époxy adhésive seront exclues de l'optimisation car ces paramètres dépendent de la technologie de fabrication des circuits imprimés élémentaires et de l'assemblage de ces circuits, toutefois, nous allons analyser l'impact de ces paramètres afin de choisir leurs valeurs optimales en respectant les valeurs rendues accessibles par la technologie. D'autres variables sont discontinues telles que le nombre de spires par enroulements et le nombre de spires par couche. Dans le cadre de cette étude, nous nous intéressons plus à exploiter les résultats de l'optimisation qu'à étudier la théorie de l'optimisation, de ce fait nous avons simplifié notre problème d'optimisation de dimensionnement en mettant seulement des variables continues dans le programme d'optimisation. Les variables discrètes (*nombre des couches des bobinages, topologie de connexion des couches, nombre de spires des enroulements et le nombre de spires par couche, l'épaisseur des couches conductrices et isolantes*) sont prédéterminées avant de lancer l'outil d'optimisation. L'épaisseur de l'entrefer du noyau ferrite  $e_{gap}$  qui permet de contrôler l'inductance de fuite du composant est déterminée suite à l'optimisation pour garantir

la bonne valeur de l'inductance de fuite du composant, elle est dans ce cas considérée comme une variable de post-optimisation. En sachant que l'inductance de fuite totale du composant LCT se compose de deux parties principales : une partie de fuite demeure dans les bobinages que l'on ne sait pas quantifier a priori (elle n'est connue qu'après avoir réalisé une simulation schématique) et une deuxième partie des fuites demeure dans l'entrefer que nous pouvons quantifier a priori. Nous allons donc régler l'épaisseur de l'entrefer après optimisation pour obtenir une inductance de fuite de la valeur souhaitée.

Notre problème devient maintenant un problème d'optimisation continue comprenant les paramètres de base suivants :

✚ Les variables d'optimisation sont les dimensions que nous écrivons sous forme d'un vecteur :

$$X = \begin{bmatrix} a_{core} \\ l_{core} \\ h_{core} \\ d_{core} \\ b_{prim} \\ b_{sec} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. IV-1}$$

✚ La fonction objectif de l'optimisation sera la miniaturisation du volume du composant :

$$f(X) = Vol(X) \quad \text{Eq. IV-2}$$

✚ Les contraintes principales de l'optimisation seront les limites thermique et magnétique. ces contraintes sont des fonctions des variables d'optimisation :

$$\begin{aligned} T(X) &\leq T_{max} = 360K \approx 90^\circ C \\ B(X) &\leq B_{max} = 250 mT \end{aligned} \quad \text{Eq. IV-3}$$

## IV.2. Modèles élémentaires de l'optimisation

Pour réaliser une optimisation prenant en compte toutes les facettes du problème, il est maintenant nécessaire de coupler les modèles électromagnétique et thermique ainsi que l'environnement électrique du LCT dans un outil permettant de réaliser les boucles d'optimisation. Comme outil d'optimisation nous avons fait le choix d'utiliser Matlab® car il dispose d'algorithmes d'optimisation présentant de bonnes caractéristiques de convergence parfaitement éprouvés tels que les algorithmes déterministes pour l'optimisation locale et l'algorithme génétique pour l'optimisation globale. Le modèle thermique présenté au chapitre III a, quant à lui, été codé sous ce même logiciel et ne présente donc pas de difficulté. En

revanche, il sera nécessaire de coupler le modèle des pertes fonctionnant sous un logiciel de type circuit avec l'outil Matlab. Parmi les simulateurs schématiques les plus connus : le SimPowerSystems Toolbox de Simulink [Matlab] et le logiciel commercialisé PLECS [Plecs] nous permettent d'effectuer des simulations schématiques dans Simulink et sont facilement couplables avec Matlab. Pourtant ces simulateurs sont relativement lents et parfois difficiles à faire converger lors de simulations mettant en jeu plusieurs centaines de composants comme c'est le cas pour notre modèle électromagnétique. Le logiciel PSpice permet à l'utilisateur de développer un module de couplage se basant sur un type de fichier de connexion Netlist mais cela demande à l'utilisateur de bien maîtriser les codes. Enfin, le logiciel PSIM présente l'avantage d'offrir une très bonne convergence des simulations temporelles (chapitre II) et possède un module de couplage avec Simulink de Matlab (SimCoupler [PSIM]) qui convient bien à notre besoin. Nous avons donc choisi PSIM et SimCoupler pour réaliser le couplage du modèle électrique avec Matlab.

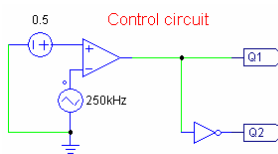
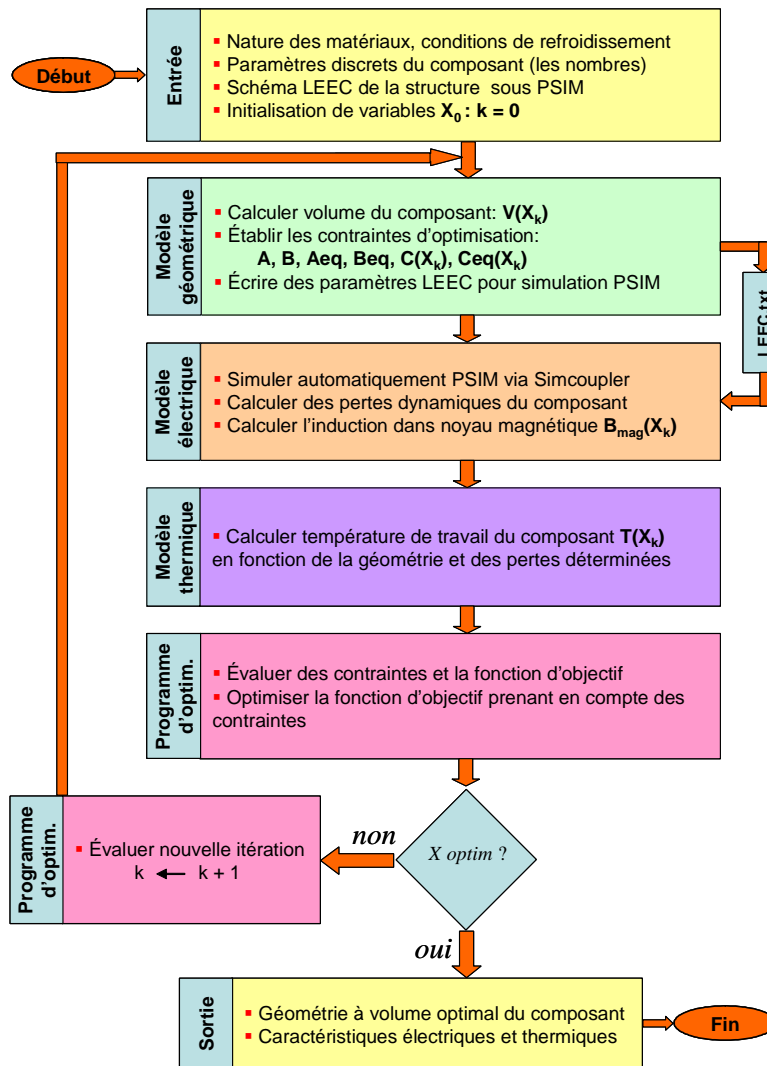
### **IV.2.1. Couplage des modèles électrique et thermique**

Afin de réaliser cette optimisation, nous devons tout d'abord réaliser un schéma LEEC global pour le composant et le coupler avec le modèle thermique. Puisque la modélisation des pertes par la simulation schématique simple est plus rapide et que les résultats qu'elle fournit ont une précision acceptable (chapitre III), nous allons utiliser cette modélisation simple dans la boucle d'optimisation pour accélérer la convergence. La structure schématique LEEC du composant et du convertisseur sous le logiciel PSIM est considérée comme un paramètre d'entrée de l'optimisation.

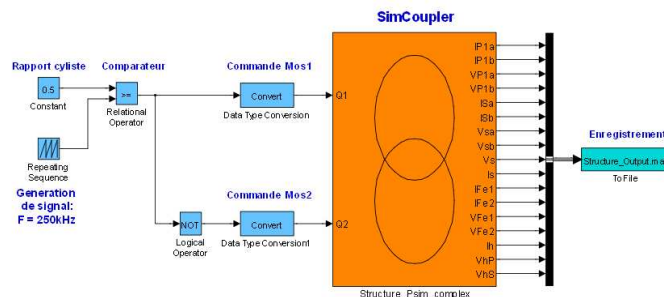
Le couplage des modèles d'optimisation est présenté Tableau IV-1. Selon cet outil, les procédures d'optimisation du dimensionnement du composant débutent par une initialisation et une évaluation des variables d'optimisation. Les paramètres du schéma LEEC du composant seront ensuite déterminés et écrits dans un fichier (*LEEC.txt*). Ce fichier réalise une partie du couplage entre le modèle géométrique sous Matlab et le modèle électrique sous PSIM. L'autre partie de ce couplage est le lancement automatique des simulations réalisées dans PSIM. Cela est effectué par Simulink de Matlab grâce à l'outil SimCoupler fourni par PSIM. Dans ce cas, le circuit de commande du convertisseur sous PSIM (Figure IV-3a) est remplacé par celui sous Simulink (Figure IV-3b), le schéma des simulations est aussi modifié pour passer de celui de PSIM (Figure IV-4) à celui couplé (Figure IV-5). Lorsque une simulation sous PSIM s'achève, les données formes d'onde sont transférées à Simulink pour être utilisées dans le calcul des pertes dynamiques et de l'induction dans le noyau magnétique du composant LCT sous Matlab. Ces pertes sont les entrées du modèle thermique permettant d'effectuer les calculs des températures de travail des parties principales du composant. Les résultats de températures et de

champs magnétiques sont ensuite comparés aux contraintes et leurs dérivées étudiées par l'outil « Optimization Toolbox » [Mathlab] afin de lancer l'itération suivante.

Tableau IV-1. ALGORITHME DE COUPLAGE DES MODELES D'OPTIMISATION



a. Réalisé sous PSIM



b. Réalisé sous Simulink avec Simcoupler

Figure IV-3. Logique de commande complémentaire du convertisseur

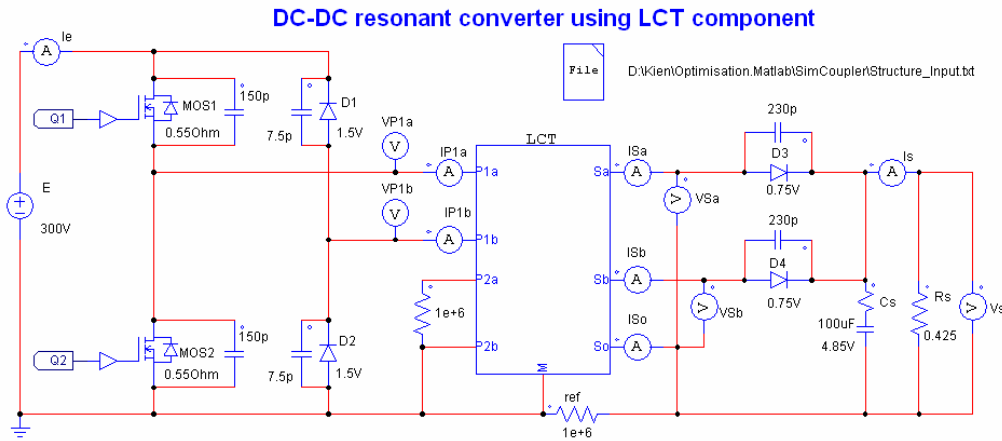


Figure IV-4. Schéma du convertisseur sous PSIM

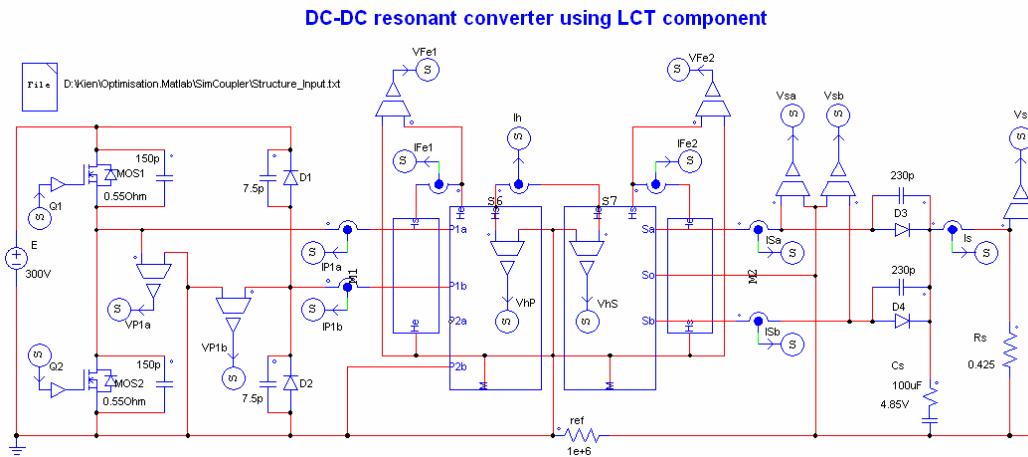


Figure IV-5. Schéma du convertisseur couplé avec Simulink

### IV.2.2. Modèle géométrique

Le modèle géométrique a pour but de déterminer le volume et les contraintes mécaniques permettant une bonne conception du dispositif.

Pour déterminer le volume du composant, nous considérons que le volume du LCT est le volume du parallélépipède rectangle dans lequel les bobinages et le noyau magnétique du composant sont circonscrits. Nous considérons les trois dimensions principales (hauteur  $Hx$ , largeur  $Lx$  et longueur/profondeur  $Px$ ) pour chaque parallélépipède dont les expressions sont données ci-dessous.

$$Hx = a_{core} + h_{core} \quad \text{Eq. IV-4}$$

$$Lx_{prim} = l_{core} + \frac{3}{2} a_{core} + \delta X_1 \quad \text{Eq. IV-5}$$



$$\begin{aligned}
 Lx_{sec} &= \frac{1}{2} a_{core} + b_{sec} + \delta X_2 \\
 Dx_{prim} &= d_{core} + 2b_{prim} + \delta X_3 \\
 Dx_{sec} &= d_{core} + 2b_{sec} + \delta X_4
 \end{aligned}
 \tag{Eq. IV-6}$$

Où sont introduits les termes  $\delta X_i$  afin de représenter les distances de tolérance nécessaires pour avoir une bonne conception mécanique permettant l'assemblage entre le circuit imprimé PCB et le noyau magnétique ainsi que les distances minimales à respecter entre les pistes des enroulements du composant. Ces termes dépendent de la précision de fabrication et des caractéristiques de matériaux diélectriques. Dans notre programme, nous prenons les valeurs suivantes :

- ✚ *Jeu minimal entre le PCB et le noyau magnétique : 0,25mm*
- ✚ *Distance minimale entre les pistes d'une couche de circuit imprimé : 0,25mm*
- ✚ *Distance minimale entre les pistes primaires et secondaires : 0,5mm*
- ✚ *Distance minimale entre les pistes et le bord du circuit imprimé : 0,5mm*

Le volume du composant est déduit par l'expression suivante :

$$f(X) = Hx \cdot Lx_{prim} \cdot Dx_{prim} + Hx \cdot Lx_{sec} \cdot Px_{sec}
 \tag{Eq. IV-7}$$

A cette fonction doivent être ajoutées les contraintes mécaniques liées aux limites de fabrication déjà partiellement évoquées ci-dessus, l'Eq. IV-8 montre l'écriture de ces contraintes qui seront détaillées plus tard.

$$\min f(X) \text{ sous contraintes } \begin{cases} lb \leq X \leq ub \\ A_{eq} \cdot X = B_{eq} \\ A \cdot X \leq B \\ C_{eq}(X) = 0 \\ C(X) \leq 0 \end{cases}
 \tag{Eq. IV-8}$$

Parmi les contraintes prises en compte, les contraintes magnétique et thermique (Eq. IV-3) sont classées dans la famille des contraintes d'inégalité non linéaire  $C(X) \leq 0$ , les contraintes mécaniques sont classifiées selon leurs natures:

- ✚ *Limite de fabrication des variables d'optimisation :  $lb \leq X \leq ub$*
- ✚ *Contrainte d'égalité linéaire  $A_{eq} \cdot X = B_{eq} : b_{prim} + b_{sec} + \delta X = l_{core}$*
- ✚ *Contrainte d'inégalité linéaire  $A \cdot X \leq B_{eq} : h_{PCB} \leq h_{core}$*

La hauteur des couches de PCB  $h_{PCB}$  est connue car le nombre de couches et l'épaisseur des couches du circuit imprimé sont donnés :

$$h_{PCB} = n_{Cu} \cdot e_{Cu} + n_{Kap} \cdot e_{Kap} + n_{Epoxy} \cdot e_{Epoxy} \quad \text{Eq. IV-9}$$

- ✚ *Contrainte d'égalité non linéaire*  $C_{eq}(X) = 0$  : ce problème n'a pas de ce type de contrainte.
- ✚ *Contrainte d'inégalité non linéaire*  $C(X) \leq 0$  : Comme les composants LCT intègrent une capacité de puissance entre les couches primaires, la surface des couches primaire est donc contrainte pour obtenir la bonne valeur de celle-ci. Cela impose une condition liant la longueur et la largeur des spires d'une couche primaire. De fait, nous avons évalué la surface et la longueur moyenne des spires d'une couche primaire en fonction de la capacité à intégrer. Une contrainte d'inégalité sur cette longueur doit être ajoutée, cette contrainte est classée dans la famille des contraintes non linéaires (Eq. IV-12).

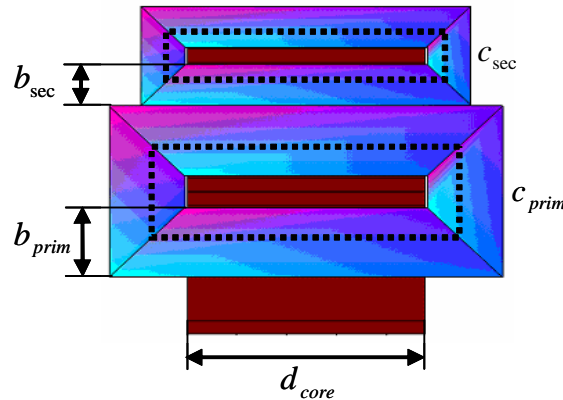


Figure IV-6. Vue de face des enroulements du composant

On déduit d'abord l'expression de la longueur moyenne des spires d'une couche primaire :

$$S_{prim} = \frac{C}{\frac{n_{Kap}}{\epsilon_0 \epsilon_{Kap}} + \frac{n_{Epoxy}}{\epsilon_0 \epsilon_{Epoxy}}} \quad \text{Eq. IV-10}$$

$$c_{prim} = \frac{S_{prim}}{b_{prim}} \quad \text{Eq. IV-11}$$

La contrainte présentée s'écrit :

$$c_{prim} \geq 2 \cdot (d_{core} + a_{core}) + \delta X_5 \quad \text{Eq. IV-12}$$

Il n'y a pas de contrainte sur la longueur des spires d'une couche secondaire car ce paramètre est libre et nous le calculons par l'expression suivante :

$$c_{\text{sec}} = 2 \cdot \left( d_{\text{core}} + \frac{a_{\text{core}}}{2} \right) + \delta X_6 \quad \text{Eq. IV-13}$$

D'autres contraintes seront rajoutées pour la convergence du problème que nous présenterons dans la suite.

### IV.3. Dimensionnement des paramètres discrets du composant LCT

Avant de mettre en oeuvre l'outil d'optimisation, il est nécessaire de déterminer les paramètres discrets du composant afin de mettre en simulation dans PSIM un schéma LEEC global du composant. Il s'agit donc de fixer le nombre de couches, le nombre de spires par couche des enroulements et le mode de connexion des couches du composant. Les autres paramètres comme l'épaisseur des couches conductrices et isolantes sont choisis parmi les valeurs des matériaux commercialisés et présentés au chapitre I. Dans cette partie, nous allons évaluer ces paramètres dans une phase de pré-optimisation du dimensionnement de ce composant.

#### IV.3.1. Choix du nombre de spires et du nombre de couches des enroulements

Le choix du nombre de spires des enroulements du composant doit satisfaire à deux critères : d'une part, pour un noyau magnétique donné le nombre de spires des enroulements doit être suffisamment grand pour ne pas saturer le noyau et d'autre part ce nombre est limité par le nombre de spires que peut accueillir la fenêtre de bobinage.

Dans les démarches de dimensionnement classique des transformateurs [FER-06], [MOH-03], on évalue le produit des aires de la section du noyau magnétique par la surface de la fenêtre de bobinage. Ce produit est déterminé pour un cahier des charges donné en utilisant des facteurs empiriques tels que la densité de courant nominale dans le bobinage ( $5A/mm^2$ ), les coefficients de foisonnement respectifs des bobinages et l'induction maximale dans le noyau magnétique en fonction du matériau utilisé et de la fréquence de travail. L'expression du produit des aires, qui est indépendant de nombres de spires des enroulements, nous permet de choisir un noyau dans la liste des noyaux proposés par les constructeurs. Bien que cette approche classique ne donne pas de dimensions optimales au composant, elle permet de choisir un noyau pouvant satisfaire au besoin. Dès que le noyau est choisi, les expressions des surfaces de la fenêtre de bobinage et de la section du noyau sont réutilisées pour déterminer la plage de variation du nombre de spires des enroulements. Dans cette plage de variation, les nombres de spires du

primaire et du secondaire sont souvent choisis à de valeurs arrondies en respectant le rapport de transformation voulu.

Dans le cadre de cette étude, l'outil de dimensionnement que nous allons développer ne prend pas en compte l'optimisation des nombres de spires des enroulements et le nombre de couches du composant. Nous avons donc utilisé l'approche classique afin de choisir les nombres de spires permettant de lancer cette optimisation. Selon l'étude du dimensionnement du LCT de Ph.Goubier avec un cahier des charges similaire [GOU-03], le LCT a été dimensionné avec  $2 \times 20$  spires pour les deux primaires et 1 spire au secondaire. Lors de la réalisation de ce composant les nombres de spires retenus ont été de  $2 \times 21$  spires pour les deux primaires et 1 spire en fils de Litz pour le secondaire. Les essais réalisés par la suite ont montré la pertinence de ces choix. Nous repartons de ces valeurs pour choisir le nombre de spires de notre LCT, le primaire de notre composant aura donc  $2 \times 20$  spires. La différence entre notre LCT et celui de Ph.Goubier est que le secondaire de notre composant est à point milieu, il aura donc 2 spires et sera réalisé sur le même circuit imprimé que les primaires.

Concernant le nombre de couches du composant, le choix est tout à faire libre. En réalité les circuits imprimés des composants LCT sont réalisés par un assemblage des feuilles de « cuivre - matériau diélectrique intégré – cuivre » collées par un matériau isolant adhésif. La complexité ainsi que le coût de fabrication dépendent notamment du nombre de couche du composant. Pour des raisons d'économie, nous avons fait le choix d'utiliser un minimum de couches possibles, c'est-à-dire d'augmenter le nombre de spire par couche. Cependant il est à noter qu'un PCB trop fin est flexible et la tenue mécanique des circuits imprimés n'est à ce moment pas assurée. En prenant en compte ces contraintes, nous avons fait le choix de réaliser un LCT de 10 couches de cuivre ( $n_{Cu} = 10$ ), c'est-à-dire utilisant 5 feuilles « cuivre - matériau diélectrique – cuivre » pour la réalisation du composant ( $n_{kap} = 5$ ). Le nombre de couches isolantes effectuant l'assemblage des feuilles est  $n_{epoxy} = 4$ .

Nous récapitulons les paramètres du composant déterminés dans cette partie :

- ✚ *Nombre de spires des deux primaires identiques :  $2 \times 20$*
- ✚ *Nombre de spires du secondaire à point milieu :  $2 \times 1$*
- ✚ *Nombre des couches de cuivre: 10*
- ✚ *Nombre des couches de matériau diélectrique intégré: 5*
- ✚ *Nombre des couches d'isolant adhésif: 4*

### IV.3.2. Choix de la connexion et du nombre de spires par couche

Tout d’abord vu le principe de fonctionnement des composants LCT, la fonction capacité est obtenue par l’insertion d’un matériau à haute permittivité et/ou à faible épaisseur entre les couches conductrices. La capacité totale est la somme des capacités élémentaires réalisées par les alternances de couches diélectriques et isolantes. Pour les primaires, les courant relativement faible, 0,5A, traversant ces bobinages ne nécessitent pas la mise en parallèle de spires, nous pouvons donc déterminer le nombre de spires par couche primaire par l’expression suivante :

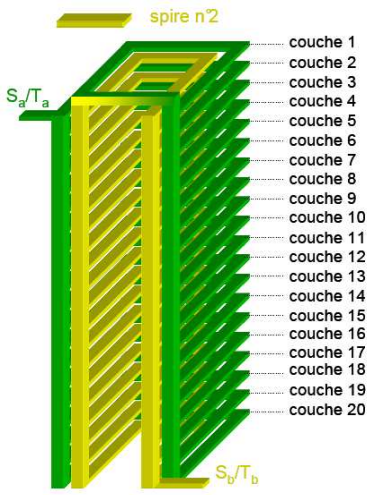
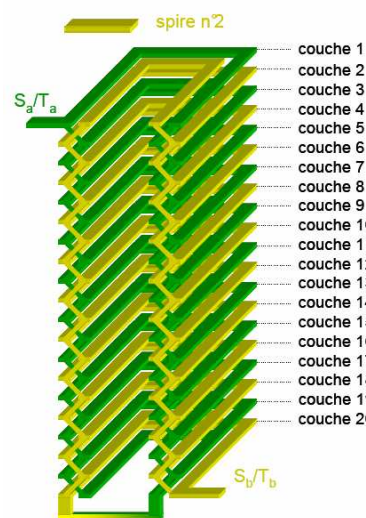
$$N_{sp} = \frac{N_1}{n_{couche}} = \frac{20}{5} = 4 \quad \text{Eq. IV-14}$$

Selon cette détermination, les deux primaires de notre composant LCT se composent de 5 couches de 4 spires.

Le choix du nombre de spire par couche ou bien la topologie de connexion des couches secondaires est plus complexe car les pistes de cet enroulement subissent des courants plus importants (environ 10A efficace selon le cahier des charges donné). Il est donc préférable d’utiliser plusieurs pistes en parallèle afin de réduire la densité de courant traversant ces pistes.

Tableau IV-2. DIFFERENTS MODES DE CONCEPTION DU SECONDAIRE [VAL-07]

Une spire par couche	<p>M1B (pertes 3,75 W , rendement 90,4% )</p>	<p>M1C (pertes 3,73 W , rendement 90,4% )</p>
----------------------	---	---

Deux spires par couche	 <p>M2B (pertes 3,71 W , rendement 90,7% )</p>	 <p>M2C (pertes 3,64 W , rendement 91% )</p>
	Conception en mode bloc	Conception en mode croisé

Il existe quatre possibilités de connexion de ces 2 spires placées sur 10 couches conductrices : soit une spire par couche (et donc chaque spire possède 5 couches en parallèle), soit deux spires par couche (10 couches en parallèle pour chaque spire) et la connexion des spires des couches est soit en mode bloc isolé, soit en mode croisé (Tableau IV-2). La comparaison de ces quatre solutions est relativement complexe mais peut être effectuée en utilisant une modélisation électrodynamique par les modèles complexes détaillés au chapitre III. En se concentrant sur le développement de l'outil d'optimisation, nous n'avons pas de temps pour effectuer ces modélisations. Toutefois, une étude approfondie sur la conception des enroulements secondaires d'un LCT similaire à celui de notre composant a été effectuée par B.Vallet [VAL-07] pour un composant utilisant 20 couches conductrices. Les modélisations magnéto harmoniques par éléments finis des quatre possibilités de conception ont permis de déterminer le rendement du composant. Nous constatons par le Tableau IV-2 qu'une conception mettant en œuvre deux spires permet de limiter les pertes au prix d'une conception des connexions entre spires bien plus complexe sans, toutefois, apporter un gain important (0,1 W de pertes soit 0,6% de rendement). Aussi, nous avons abandonné ces solutions et choisi de concevoir le secondaire du LCT en utilisant une spire par couche. S'offre alors deux possibilités de connexion soit en bloc (M1B), soit en couches entrelacées (M1C) conduisant à des performances en terme d'efficacité équivalentes et des difficultés de réalisation similaires.

Toutefois, selon des études réalisées sur l'entrelacement des couches des enroulements [BES-09], [MAG-07], une meilleure répartition des courants entre les différentes couches est obtenue lorsque l'on entrelace les couches des bobinages aussi nous avons choisi ce mode de disposition pour la réalisation de notre LCT.

Nous ajoutons les paramètres discrets du composant déterminés dans cette partie :

✚ Nombre de spires par couche primaire du LCT : 4

✚ Nombre de spires par couche secondaire du LCT : 1

## IV.4. Développement de l'outil d'optimisation

### IV.4.1. Choix de l'algorithme d'optimisation

Le choix de l'algorithme d'optimisation se fait selon 2 considérations. D'une part, quel type d'optimisation globale ou locale nous souhaitons réaliser et, d'autre part, quel temps va prendre cette optimisation. Pour notre problème, une simulation schématique dure environ 20 secondes dans PSIM ce qui conduit à une itération d'environ 30 secondes dans Matlab. Une optimisation globale utilisant un algorithme génétique mettant en œuvre 30 individus sur 500 générations nécessiterait  $30 \cdot 30 \cdot 500 / 3600 = 125$  heures (soit environ 5 jours) ce qui n'est pas acceptable si l'on souhaite pouvoir traiter plusieurs cas. En contrepartie, la présence des contraintes thermiques et magnétiques qui sont par nature non linéaires font qu'une optimisation locale, utilisant des algorithmes par gradient bien moins exigeante en temps (environ 15 itérations nécessitant 150 appels à la simulation PSIM soit environ 60mn pour une optimisation) peut conduire à obtenir des résultats correspondant à des optimum locaux. Pourtant, nous avons fait le choix de ce deuxième type d'optimisation en mettant toutefois en œuvre des stratégies permettant de s'assurer de la qualité de l'optimum obtenu. De ce fait, toutes les fonctions et les contraintes sont codées et les calculs visant à minimiser le volume du LCT sont effectués dans une boucle d'optimisation utilisant le solveur « **fmincon** - Constrained Nonlinear Minimization » de l'outil « Optimization Toolbox » [Matlab].

L'outil « **fmincon** » possède trois types d'algorithmes pouvant s'adapter à des problèmes spécifiques : « *Trust-Region Reflect* », « *Active Set* » et « *Interior Point* ». Parmi eux, l'algorithme « *Active Set* » résout un problème d'optimisation sous contraintes en évaluant une nouvelle fonction se basant sur celle initiale combiné avec des contraintes. Supposons qu'on souhaite réaliser une optimisation sous contraintes :

$$\min_x f(x) \text{ sous contraintes } \begin{cases} h(x) = 0 \\ g(x) \leq 0 \end{cases} \quad \text{Eq. IV-15}$$

La nouvelle fonction objectif dite fonction de Lagrange a une forme comme Eq. IV-16 pour un problème d'optimisation présenté en Eq. IV-15 :

$$L(x, \lambda, \mu) = f(x) + \lambda \cdot g(x) + \mu \cdot h(x) \quad \text{Eq. IV-16}$$

Où les termes  $\lambda, \mu$  sont les nouvelles variables ajoutées appelés les multiplicateurs de Lagrange. Le problème d'optimisation sous contrainte initial en Eq. IV-15 est transféré à un sous problème d'optimisation sans contrainte plus simple selon la théorie de Karush-Kuhn-Tucker [Annexe C] :

$$\min_{x, \lambda, \mu} L(x, \lambda, \mu) \Leftrightarrow \nabla L(x, \lambda, \mu) = 0 \quad \text{Eq. IV-17}$$

C'est cet algorithme qui a été utilisé pour la résolution de notre problème d'optimisation.

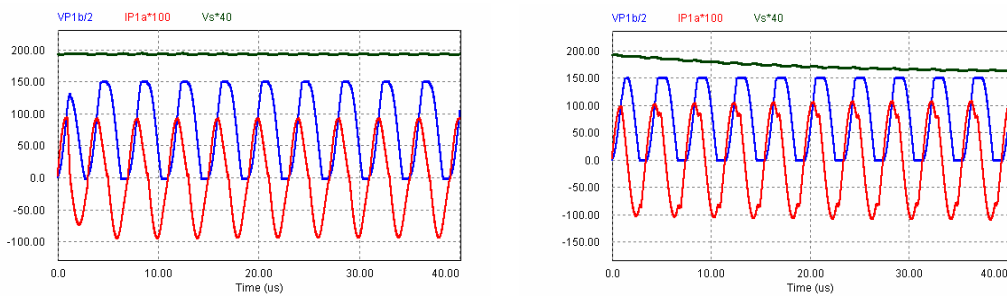
#### **IV.4.2. Analyse de la convergence de l'optimisation**

Il faut noter que l'algorithme « Active Set » de l'outil « **fmincon** » est basé sur une méthode déterministe pour laquelle la dérivabilité des fonctions élémentaires est obligatoire pour évaluer les gradients des fonctions. Lors de la mise en route de la boucle d'optimisation, la dérivabilité de la fonction objectif et des contraintes joue un rôle capital sur la convergence des résultats d'optimisation. On sait que la fonction d'objectif initiale  $f(X)$  est combinée par les produits des variables d'optimisation et donc qu'elle est dérivable (en fonction de variables d'optimisation), cette remarque est aussi valable pour les contraintes mécaniques. Toute notre difficulté est donc de déterminer quelles sont les conditions pour que les contraintes électrothermiques soient dérivables. Pour cela nous remarquons que les pertes du composant  $P(X)$  déterminées après les simulations schématiques sont les intégrales sur une période de découpage des produits de la tension par le courant. Or lorsque les signaux de tension et de courant sont continus, les pertes déduites sont donc dérivables en fonction du temps et suite aux variations continues des variables géométriques, les pertes  $P(X)$  sont dérivables en fonction celles-ci. La température de fonctionnement du composant déterminée en utilisant le modèle linéaire  $T(X) = S_{th}^{-1}(X) \cdot P(X)$  est aussi dérivable car la matrice des conductances thermiques  $S_{th}(X)$  est toujours réversible si les coefficients thermiques sont fixes comme on les a déterminés dans notre modèle thermique simplifié (chapitre III).

Comme dit plus haut, pour assurer la convergence de la boucle d'optimisation. Il est important de garantir un fonctionnement en conduction continue du convertisseur et ce quelque soit le dimensionnement fait pour le composant. Pour cela, il est nécessaire de garantir que l'inductance de fuite ne dépasse pas la valeur maximale  $L_{max} = 110\mu H$ . Or cette inductance est directement liée aux paramètres géométriques du LCT car elle dépend, pour partie, des fuites



liées à la disposition côte à côte des bobinages et, pour partie, des flux de fuite traversant l'entrefer. Si cette deuxième source de fuite peut être réglée à volonté en jouant sur la valeur de l'entrefer, l'autre source est, quant à elle, directement liée au choix des paramètres géométriques fait par le calculateur lors de l'optimisation et ne peut donc pas être déterminée a priori. Pour garantir une bonne convergence il serait donc nécessaire de déterminer analytiquement la valeur de l'inductance de fuite due à la disposition des bobinages et ce pour chaque itération et de, ensuite, ajuster celle-ci en corrigeant la valeur de l'entrefer. Cette solution, bien que réalisable est lourde à mettre en œuvre aussi nous avons fait le choix de limiter la partie liée à l'entrefer à une valeur garantissant un fonctionnement continu. Cette valeur déterminée expérimentale est de  $20\mu H$



a) Régime stable avec  $L_m \geq L_{MIN}$

b) Régime non stable avec  $L_m < L_{MIN}$

**Figure IV-7. Stabilité de fonctionnement du convertisseur**

Enfin, en réalisant plusieurs simulations schématiques, nous avons constaté un autre phénomène pouvant influencer sur la convergence de l'optimisation, la convergence de simulation schématique elle-même. Nous avons constaté que la contrainte sur l'induction magnétique dans le noyau magnétique  $B \leq B_{max} = 250mT$  n'est pas suffisante car dans la boucle d'optimisation cette contrainte n'est vérifiée qu'après avoir fini les simulations schématiques. Or un passage de cette limite dégrade la stabilité de fonctionnement du convertisseur lors de la simulation (en raison de la saturation du noyau magnétique). Nous devons donc introduire une contrainte directe sur l'inductance magnétisante du composant, une limite inférieure de cette inductance à  $L_{MIN}$  est déduite de la simulation schématique, la Figure IV-7 montre deux cas de fonctionnement du convertisseur : le régime stable avec  $L_m \geq L_{MIN}$  (la tension de sortie représentée par la courbe bleue est stable autour de sa valeur nominale) et le régime non stable avec  $L_m < L_{MIN}$  (dégradation de la tension de sortie). Pour le cahier des charges donné, nous avons trouvé  $L_{MIN} \approx 0,5mH \approx 5.L_{max}$ . La contrainte directe sur l'inductance magnétisante s'écrit avec l'expression ci-dessous. Cette contrainte est classée dans la famille des contraintes d'inégalités non linéaires du problème d'optimisation  $C(X) \leq 0$  :

$$L_m = A_L \cdot N_1^2 = \mu_0 \cdot \mu_r \frac{a_{core} \cdot d_{core}}{4l_{core} + 3h_{core} + 5a_{core}} N_1^2 \geq 5 \cdot L_{max} \quad \text{Eq. IV-18}$$

Dans cette expression, le facteur de l'inductance magnétisante du noyau magnétique du composant LCT  $A_L$  a été déterminé au chapitre II (Eq.II-39)

Toutes les fonctions et les contraintes sont maintenant correctement codées, les calculs visant à minimiser le volume du LCT sont ensuite effectués. Le Tableau IV-3 présente le rapport de calcul d'une optimisation. En utilisant l'algorithme d'optimisation déterministe, la durée d'une optimisation est fortement liée aux valeurs initiales choisies pour les variables. De façon classique, une boucle d'optimisation s'effectue en 10 à 20 itérations ce qui correspond à de 100 à 200 appels à la simulation schématique (le programme doit résoudre pour chaque itération au moins  $n + 1$  fois les fonctions pour un problème de  $n$  variables d'optimisation). Le temps d'une optimisation normale varie entre une quinzaine minutes à une heure. L'optimisation effectuée et présentée au Tableau IV-3 a nécessité 14 itérations et 131 résolutions de la fonction objectif prenant en compte les contraintes, donc a lancé au totale 131 fois la simulation schématique sous PSIM. On voit aussi que dans cette optimisation, le point initial ne satisfait pas les contraintes (*Infeasible start point*) mais à l'itération suivante le programme choisi automatiquement un point correct.

Tableau IV-3. RAPPORT DE CALCUL D'UNE OPTIMISATION

Iter	F-count	f(x)	Max constraint	Line search steplength	Directional derivative	First-order optimality	Procedure
<b>0</b>	<b>7</b>	<b>604595</b>	<b>0.07768</b>				<b>Infeasible start point</b>
1	14	11830.9	0.0004212	1	-2.15e+007	5.34e+007	
2	21	10161.4	4.337e-005	1	-2.85e+005	3.37e+006	
3	28	8982.79	3.57e-005	1	-5.24e+005	2.01e+006	
4	37	8242.58	2.95e-005	0.25	-7.9e+005	1.75e+006	
5	44	8234.05	1.232e-006	1	-6.71e+003	4.75e+005	
6	51	7817.19	5.195e-007	1	-9.11e+005	3.21e+005	
7	59	7700.33	3.905e-007	0.5	-5.85e+005	1.03e+006	Hessian modified
8	69	7657.87	3.856e-007	0.125	-3.73e+005	3.02e+006	Hessian modified
9	81	7638.39	3.823e-007	0.0313	-3.83e+005	4.71e+006	Hessian modified
10	94	7634.5	3.819e-007	0.0156	-9.49e+004	1.03e+006	
11	108	7624.63	3.804e-007	0.00781	-4.66e+005	1.23e+006	Hessian modified
12	116	7552.08	2.138e-007	0.5	-7.47e+005	1.45e+006	
13	124	7524.63	1.141e-007	0.5	-5.74e+005	1.28e+006	
<b>14</b>	<b>131</b>	<b>7499.67</b>	<b>5.592e-007</b>	<b>1</b>	<b>-4.22e+005</b>	<b>6.67e+005</b>	

Optimization terminated: directional derivative predicts change in objective value less than options.TolFun and maximum constraint violation is less than options.TolCon.

Active inequalities (to within options.TolCon = 1e-005):

lower	upper	ineqlin	ineqnonlin
		1	
		5	
		7	

### IV.4.3. Choix du meilleur optimum local

Il est possible que le problème ait plusieurs points optimums locaux dans le domaine d'optimisation ; deux optimisations peuvent donner deux résultats différents si les points initiaux sont différents. Pour s'assurer que le point obtenu est bien un optimum, nous avons effectué plusieurs fois l'optimisation en changeant aléatoirement les points initiaux, les résultats obtenus sont ensuite analysés pour déterminer le point vers lequel la plupart des optimisations a convergé. Le Tableau IV-4 montre les résultats obtenus pour 60 essais : les valeurs en gras sont les points optimums que nous avons trouvés pour une fréquence de convergence vers ces points de 18/60 fois, soit 30%. On ne peut pas conclure, pour autant que ce point est l'optimum global mais du moins il constitue un optimum intéressant.

Tableau IV-4. INDICE DE CONVERGENCE D'OPTIMISATION

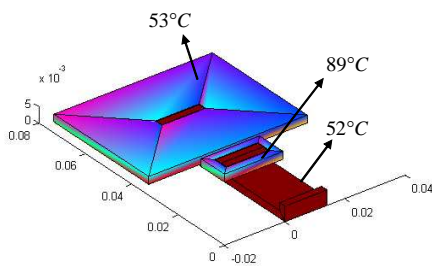
<b>X<sub>optim</sub></b> (m)	Columns 1 through 15	0.0030	<b>0.0030</b>	<b>0.0030</b>	<b>0.0030</b>	0.0030	0.0069	0.0100	0.0030	<u>0.0030</u>	<u>0.0030</u>	0.0049	0.0030	0.0051	<b>0.0030</b>		
		0.0092	<b>0.0104</b>	<b>0.0108</b>	<b>0.0106</b>	0.0104	<b>0.0110</b>	0.0105	0.0097	<u>0.0097</u>	0.0096	0.0093	0.0106	0.0098	0.0087	<b>0.0108</b>	
		0.0029	<b>0.0028</b>	<b>0.0028</b>	<b>0.0029</b>	0.0028	<b>0.0028</b>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	0.0029	0.0028	0.0029	0.0028	<b>0.0028</b>	
		0.0477	<b>0.0243</b>	<b>0.0244</b>	<b>0.0252</b>	0.0232	<b>0.0232</b>	0.0125	0.0099	0.0332	0.0338	0.0429	0.0157	0.0329	0.0221	<b>0.0232</b>	
		0.0022	<b>0.0031</b>	<b>0.0033</b>	<b>0.0032</b>	0.0028	<b>0.0034</b>	0.0039	0.0038	0.0025	0.0023	<u>0.0023</u>	0.0037	0.0027	0.0020	<b>0.0032</b>	
		0.0036	<b>0.0038</b>	<b>0.0040</b>	<b>0.0039</b>	0.0041	<u>0.0041</u>	0.0031	0.0025	0.0037	0.0038	0.0035	0.0033	0.0036	0.0032	<b>0.0041</b>	
		Columns 16 through 30	<b>0.0034</b>	0.0049	0.0048	0.0051	<b>0.0038</b>	0.0031	0.0053	0.0030	<b>0.0030</b>	0.0057	<b>0.0030</b>	<b>0.0030</b>	0.0039	0.0058	0.0030
			<b>0.0106</b>	0.0095	0.0102	0.0108	<b>0.0106</b>	0.0096	0.0108	0.0093	<b>0.0105</b>	0.0108	<b>0.0108</b>	<b>0.0107</b>	0.0103	0.0103	0.0100
			<b>0.0028</b>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<b>0.0028</b>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<b>0.0028</b>	<b>0.0028</b>	<u>0.0028</u>	0.0029	0.0028
			<b>0.0229</b>	0.0163	0.0167	0.0155	<b>0.0191</b>	0.0301	0.0152	0.0438	<b>0.0259</b>	0.0143	<b>0.0240</b>	<b>0.0228</b>	0.0212	0.0141	0.0315
			<b>0.0034</b>	0.0029	0.0037	0.0039	<b>0.0035</b>	0.0025	0.0039	0.0023	<b>0.0032</b>	0.0039	<b>0.0033</b>	<b>0.0033</b>	<u>0.0033</u>	0.0038	0.0028
			<b>0.0037</b>	0.0031	0.0030	0.0034	<b>0.0036</b>	<u>0.0036</u>	0.0034	0.0035	<b>0.0038</b>	0.0033	<b>0.0040</b>	<b>0.0039</b>	0.0034	0.0030	0.0037
		Columns 31 through 45	0.0030	0.0170	0.0065	0.0039	0.0030	<b>0.0030</b>	0.0065	0.0052	<b>0.0037</b>	<b>0.0030</b>	<b>0.0031</b>	0.0030	<b>0.0030</b>	0.0056	0.0030
			0.0092	0.0110	0.0134	0.0094	0.0098	<b>0.0108</b>	0.0131	0.0105	<b>0.0108</b>	<b>0.0107</b>	<b>0.0104</b>	0.0093	<b>0.0106</b>	0.0096	0.0103
			0.0028	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	0.0029	0.0028	<b>0.0028</b>	0.0029	0.0028	<b>0.0028</b>	<b>0.0029</b>	<b>0.0028</b>	<u>0.0028</u>	<b>0.0028</b>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>
			0.0497	0.0081	0.0150	0.0217	0.0296	<b>0.0231</b>	0.0203	0.0152	<b>0.0195</b>	<b>0.0233</b>	<b>0.0234</b>	0.0486	<b>0.0234</b>	0.0138	0.0281
			0.0020	0.0035	0.0034	0.0020	0.0025	<b>0.0033</b>	0.0025	0.0037	<b>0.0036</b>	<b>0.0033</b>	<b>0.0032</b>	0.0020	<b>0.0032</b>	0.0030	<u>0.0030</u>
			0.0037	0.0040	0.0065	0.0039	0.0038	<b>0.0039</b>	0.0017	0.0033	<b>0.0036</b>	<b>0.0039</b>	<b>0.0037</b>	0.0038	<b>0.0039</b>	0.0031	0.0038
		Columns 46 through 60	0.0030	0.0049	<u>0.0049</u>	0.0047	0.0041	0.0043	0.0146	0.0060	<b>0.0030</b>	0.0041	0.0042	0.0086	0.0044	<b>0.0030</b>	<b>0.0030</b>
			0.0101	0.0091	0.0109	0.0091	0.0094	0.0103	0.0083	0.0087	<b>0.0102</b>	0.0095	0.0103	0.0078	0.0094	<b>0.0102</b>	<b>0.0107</b>
			0.0028	0.0031	0.0028	<u>0.0028</u>	0.0034	0.0029	0.0028	<u>0.0028</u>	<b>0.0028</b>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<u>0.0028</u>	<b>0.0028</b>	<b>0.0028</b>
			0.0230	0.0163	0.0161	0.0149	0.0215	0.0172	0.0205	0.0131	<b>0.0256</b>	0.0207	0.0176	0.0099	0.0160	<b>0.0222</b>	<b>0.0240</b>
			0.0025	<u>0.0025</u>	0.0038	0.0020	0.0026	0.0034	0.0028	0.0020	<b>0.0031</b>	0.0024	0.0032	0.0020	0.0027	<b>0.0030</b>	<b>0.0033</b>
			0.0042	0.0035	0.0036	0.0035	0.0033	0.0034	0.0019	0.0032	<b>0.0037</b>	0.0036	0.0035	0.0023	0.0032	<b>0.0037</b>	<b>0.0039</b>
	<b>Y<sub>optim</sub></b> <b>le+04*</b> (mm3)	Columns 1 through 15	0.9821	<b>0.6812</b>	<b>0.6706</b>	<b>0.6769</b>	0.7720	<b>0.6637</b>	0.9527	1.2595	0.8333	0.9178	0.9067	0.7780	0.7721	1.4637	<b>0.6832</b>
		Columns 16 through 30	<b>0.6767</b>	0.9734	0.7608	0.7805	<b>0.6942</b>	0.8364	0.7924	0.9162	<b>0.6749</b>	0.8273	<b>0.6667</b>	<b>0.6616</b>	0.7505	0.8428	0.7540
		Columns 31 through 45	1.0335	2.2652	1.3493	1.2750	0.8326	<b>0.6556</b>	1.7326	0.8115	<b>0.6718</b>	<b>0.6599</b>	<b>0.6907</b>	1.0358	<b>0.6805</b>	1.0299	0.7079
		Columns 46 through 60	0.8825	1.8760	0.7807	1.3990	1.0500	0.7868	2.5385	1.7061	<b>0.6864</b>	1.0847	0.8090	2.2768	0.9927	<b>0.7042</b>	<b>0.6563</b>

Nous possédons maintenant un outil dont le taux de convergence est satisfaisant et qui nous permet d'effectuer des optimisations de dimensionnement du composant LCT. Dans les parties suivantes nous allons analyser le dimensionnement du composant LCT et étudier l'influence des caractéristiques du matériau diélectrique utilisé ainsi que de l'épaisseur des couches conductrices.

## IV.5. Optimisation volumique du composant LCT

### IV.5.1. LCT utilisant le matériau C-Ply

Lors de la conception du composant LCT, le matériau diélectrique utilisé permet, bien sûr, d'assurer l'isolation galvanique entre les bobinages mais surtout permet l'intégration de la capacité  $C$ . Ce type de matériau doit donc présenter des caractéristiques bien maîtrisées ce qui le rend, en général, assez coûteux. L'utilisation de ce matériau lors du dimensionnement du composant doit donc être optimisé. Pour cette raison, la plupart de la surface du circuit imprimé multicouche doit être principalement réservée aux deux enroulements primaires permettant l'intégration de la capacité  $C$ . Ainsi on imagine, de prime abord, qu'une utilisation d'un matériau à haute permittivité ou présentant une faible épaisseur de diélectrique pourrait minimiser le volume du composant. Afin de choisir un matériau diélectrique adapté à notre composant, nous allons essayer, dans cette partie, d'utiliser les différents matériaux typiques présentés au chapitre I pour le dimensionnement du composant LCT : les Kapton [Dupont] et le C-Ply [3M]. Le matériau Preg isolant effectuant le collage des feuilles de double face « cuivre - diélectrique intégrée - cuivre » est une époxy d'épaisseur environ  $150\mu m$  et de permittivité relative  $\epsilon_{Epoxy} = 4,5$  (matériau IS410 [Isola] en général utilisé par les fabricants de PCB). Cette époxy contribue seulement que pour 10% à 20% à la capacité intégrée totale, aussi ce matériau n'a pas été l'objet d'une analyse approfondie dans cette étude.



a) Conception géométrique

-----						
<b>X (m) = [a<sub>core</sub>, l<sub>core</sub>, h<sub>core</sub>, d<sub>core</sub>, b<sub>prim</sub>, b<sub>sec</sub>]</b>						
<b>0.00301</b>	<b>0.0161</b>	<b>0.00262</b>	<b>0.019</b>	<b>0.001</b>	<b>0.0111</b>	
-----						
Induction in ferrite core (mT): 71.1						
Losses in LCT component (W): [P <sub>Fe1</sub> , P <sub>CuP</sub> , P <sub>CuS</sub> , P <sub>Fe2</sub> ]						
0.319	0.864	0.486	0.305			
Temperature in LCT (°C): [T <sub>Fe1</sub> , T <sub>CuP</sub> , T <sub>CuS</sub> , T <sub>Fe2</sub> ]						
51.7	88.4	52.4	50.1			
-----						
<b>Voptim (mm<sup>3</sup>) = 1.2442e+03</b>						
<b>tsim (s) = 1.1056e+04 ~ 3 hours</b>						
-----						

b) Caractéristiques principales

**Figure IV-8. Conception et caractéristiques d'un LCT utilisant du C-ply**

Le premier matériau que nous avons testé est le C-Ply de chez 3M. Ce matériau à permittivité relative élevée  $\epsilon_r = 14$  est commercialisé en feuille d'épaisseur de  $8\mu m$  cuivrée sur les deux faces par  $35\mu m$  de cuivre électrodéposé. Le résultat obtenu lors de l'optimisation du dimensionnement est présenté Figure IV-8. On peut constater que ce dimensionnement n'est pas satisfaisant, en effet, la surface du primaire est très réduite car elle est limitée par la

contrainte de la capacité intégrée de  $3nF$ . Il en résulte des pertes importantes dans le primaire  $0,864W$  sur des pertes totales de  $1,974W$ . Afin de limiter l'élévation de température du composant, le solveur a naturellement surdimensionné le secondaire permettant ainsi un meilleur échange thermique avec l'air ambiant. De cet essai, on peut conclure que le matériaux C-Ply ne présente pas des caractéristiques adaptées aux choix géométriques que nous avons fait par rapport à la valeur de la capacité à intégrer. Pourtant, dans l'absolu, les performances du C-Ply doivent conduire à une forte intégration aussi par la suite nous allons évaluer l'hybridation de ce matériau avec un matériau moins performant.

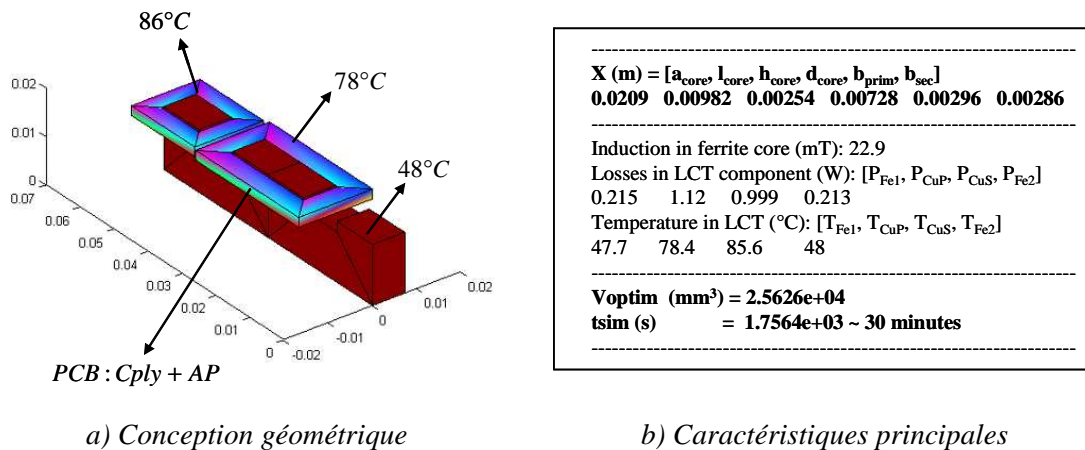


Figure IV-9. Conception et caractéristiques d'un LCT utilisant du C-Ply et du Kapton

Nous passons à une technique d'intégration hybride en utilisant maintenant deux types de matériaux : une couche de C-Ply d'épaisseur de  $8\mu m$  jouant le rôle principal pour l'intégration de la capacité, les autres couches diélectriques étant en Kapton d'une permittivité beaucoup plus faible  $\epsilon_r = 3,5$  et d'épaisseur  $25\mu m$ . Dans cette optimisation nous limiterons aussi la taille du bobinage secondaire à, au maximum, la taille du primaire afin d'éviter des géométries telles que celle présentée Figure IV-9. Encore une fois, la surface du primaire reste faible et est source de pertes importantes. En raison de la limitation sur la taille du bobinage secondaire il en est de même pour le secondaire. Naturellement le solveur a augmenté la taille du noyau magnétique afin de refroidir l'ensemble. La température de fonctionnement du noyau magnétique est bien plus faible ( $48^\circ C$ ) que celle des enroulements ( $78^\circ C$  au primaire et  $85^\circ C$  au secondaire). Cette solution n'est pas non plus convenable puisqu'une différence trop importante des températures des différentes parties montre que nous ne sommes pas dans le cas d'un fonctionnement optimisé pour la thermique.

#### IV.5.2. LCT utilisant le matériau Kapton

Les deux cas d'optimisation précédents ont montré que l'utilisation d'un matériau diélectrique à haute permittivité ou/et à très faible épaisseur comme le C-Ply n'est pas

compatible avec cette application, nous abandonons donc ce type de matériau. Nous nous intéressons maintenant au matériau de type Kapton pour dimensionner notre composant. Afin de choisir un type de Kapton le plus adapté à notre besoin (épaisseur de Kapton et épaisseur de cuivre la plus appropriée), nous allons analyser dans cette partie l'influence de ces deux paramètres sur l'optimisation.

### ***a) Influence de l'épaisseur des couches diélectriques***

Tout d'abord, une analyse de l'impact de l'épaisseur des couches diélectriques sur le dimensionnement optimal du composant a été effectuée, les courbes de la Figure IV-10 et Figure IV-11 montrent la variation du volume, des températures maximale et minimale du composant et des pertes du composant en fonction de l'épaisseur de la couche de Kapton (de  $12\mu m$  à  $150\mu m$ ). Dans ces optimisations nous avons fixé l'épaisseur du cuivre à une valeur moyenne dans la gamme des circuits imprimés commercialisés  $e_{Cu} = 70\mu m$ , l'épaisseur de l'époxy adhésive est toujours fixée à  $e_{Epoxy} = 150\mu m$ . Nous constatons que le volume optimal du composant augmente en fonction de l'épaisseur des couches diélectriques Figure IV-10, cette variation est logique car la surface des couches primaires doit augmenter pour obtenir une valeur correcte de capacité intégrée. En conséquence les pertes en continu dans le primaire diminuent et comme nous sommes dans le cas où l'épaisseur de peau  $\delta \approx 133\mu m$  ( $F \approx 250kHz$ ) est supérieure à l'épaisseur des couches du cuivre, les pertes dues aux courants induits sont moins importantes que celles en continu. Les pertes totales dans le primaire diminuent en fonction de l'épaisseur du Kapton (courbe violette en Figure IV-10). Pourtant, l'augmentation de la surface du primaire provoque une augmentation importante des pertes au secondaire (courbe rouge en Figure IV-11). Ce phénomène est explicable du point de vue thermique : l'augmentation de la surface des couches primaires leur donne une surcapacité pour évacuer la chaleur permettant d'évacuer les pertes importantes du secondaire (ainsi que du noyau magnétique). Le programme d'optimisation tend donc à diminuer la surface des couches secondaires et, on voit, que cette partie est toujours le point le plus chaud du composant (courbe rouge en Figure IV-10).

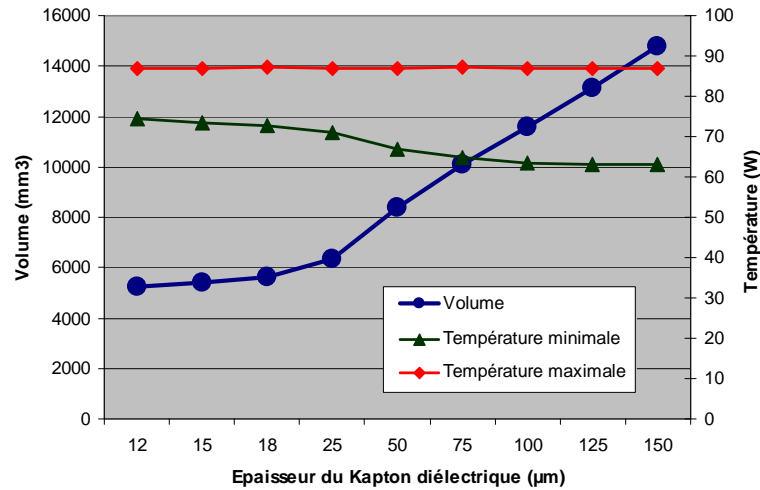


Figure IV-10. Variation du volume et de la température des composants optimisés en fonction de l'épaisseur du diélectrique

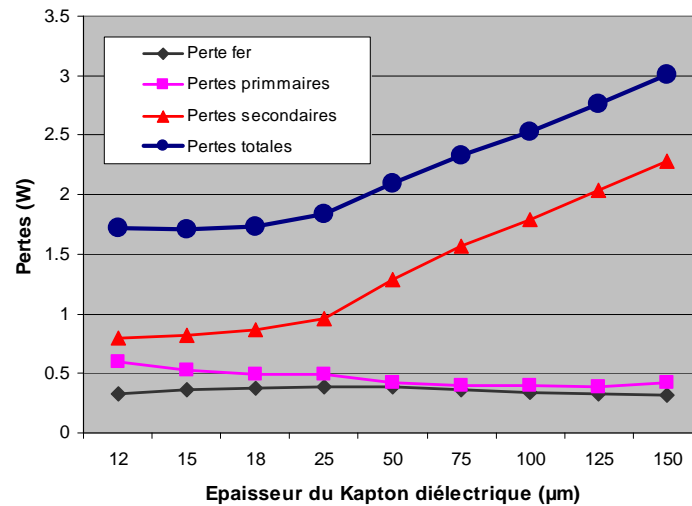


Figure IV-11. Variation des pertes des composants optimisés en fonction de l'épaisseur du diélectrique

### b) Influence de l'épaisseur des couches conductrices

Une étude similaire à la précédente a été conduite pour évaluer l'impact de l'épaisseur des couches conductrices en faisant varier celle-ci entre  $10\mu m$  et  $150\mu m$ , les épaisseurs des autres couches étant fixées, dans ce cas, pour le Kapton à  $e_{Kap} = 25\mu m$  et pour l'époxy à  $e_{Epoxy} = 150\mu m$ . Les courbes de la Figure IV-12 et Figure IV-13 montrent la variation du volume, des températures maximale et minimale et des pertes du composant en fonction de l'épaisseur des couches du cuivre. Nous voyons une variation quasiment constante des températures du composant (juste une baisse de la température maximale quand le volume du

composant augmente pour des épaisseurs plus grandes que  $170\mu\text{m}$  Figure IV-12), le volume et les pertes du composant varient de façon similaire avec un point minimum autour de  $e_{Cu} = 80\mu\text{m}$ . Au secondaire nous voyons que les pertes en continu, dans cet enroulement, sont toujours plus importantes que les pertes dues aux courants induits et les pertes totales au secondaire diminuent en fonction de l'augmentation de l'épaisseur des couches conductrices. Au niveau des pertes primaires, nous constatons que les pertes en continu diminuent mais à partir de  $e_{Cu} = 80\mu\text{m}$  les pertes dues aux courants induits devient de plus en plus importantes et elles augmentent en conséquence les pertes totales du primaire ainsi que les pertes totales du composant.

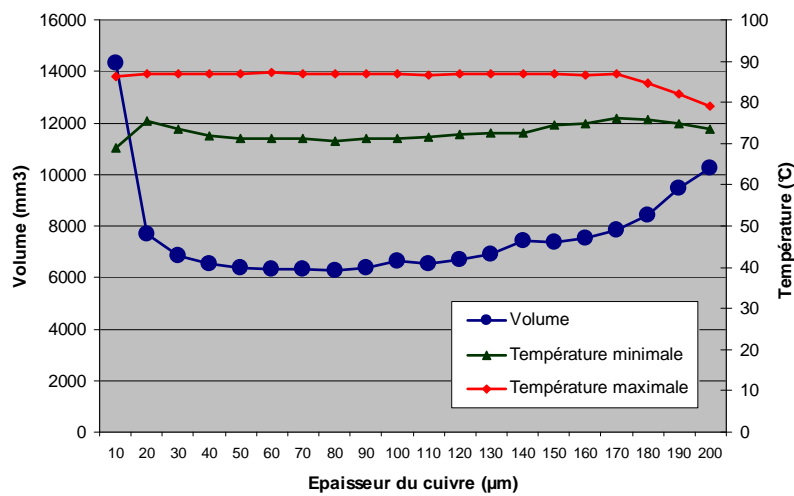


Figure IV-12. Variation du volume et de la température des composants optimisés en fonction de l'épaisseur du cuivre

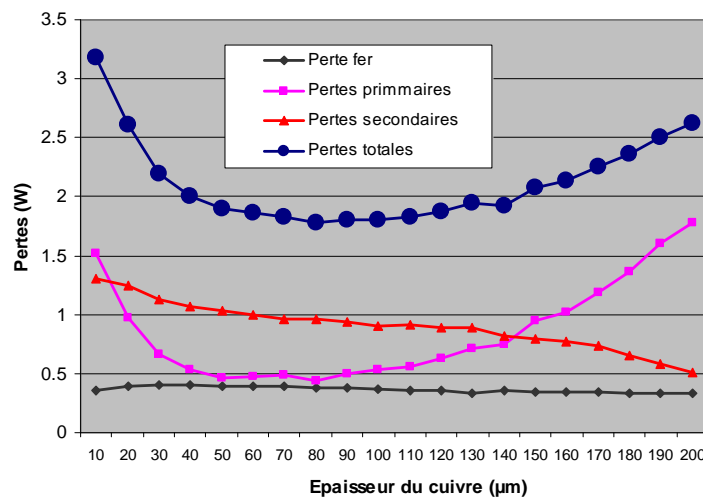


Figure IV-13. Variation des pertes des composants optimisés en fonction de l'épaisseur du cuivre

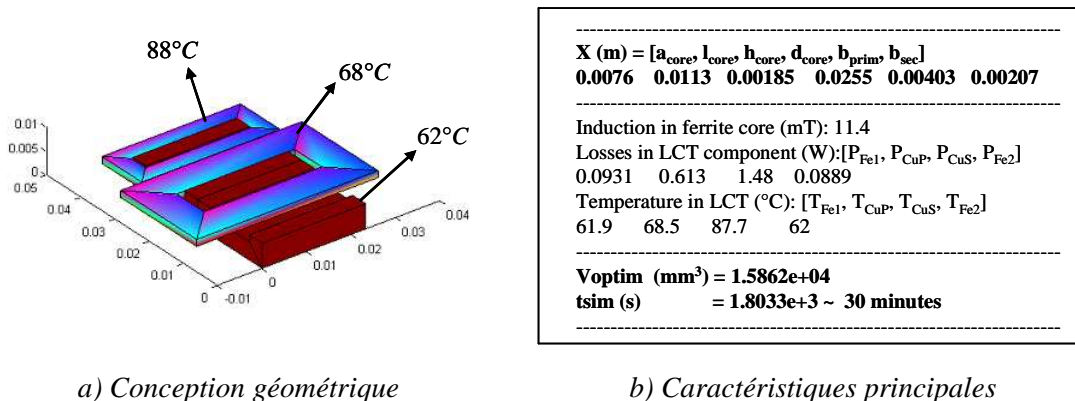


En conclusion, en étudiant l'influence de l'épaisseur du Kapton et de l'épaisseur du cuivre nous avons pu déterminer les valeurs optimales de ces paramètres, l'épaisseur des couches diélectriques en Kapton ne doit pas dépasser  $25\mu m$  et l'épaisseur optimale des couches de cuivre se trouve autour de  $80\mu m$ .

**c) Dimensionnement optimal du composant LCT**

Suite aux résultats obtenus, nous avons fait le choix d'utiliser le matériau diélectrique Kapton qui semble être le plus approprié à notre cahier des charges. L'épaisseur des couches conductrices du cuivre a été choisi à une valeur commercialisée de  $70\mu m$  à proximité du point optimal  $80\mu m$ , l'épaisseur des couches diélectriques en Kapton est aussi choisie à une valeur commercialisée de  $25\mu m$  (les feuilles de Kapton d'épaisseur  $12\mu m$  et  $18\mu m$  sont moins courantes sur le marché et quelques unes sont encore en phase d'étude).

Tout d'abord, afin d'utiliser un noyau ferrite commercialisé pour réaliser notre composant, nous avons effectué une optimisation en fixant une limite minimale sur la largeur de la jambe centrale du noyau, pour que  $a_{core} \geq 6mm$ , les autres dimensions étant bien sûr libres mais avec les limites  $1mm \leq X \leq 100mm$ . Nous obtenons alors un optimum local pour ce problème présenté Figure IV-14 utilisant un noyau magnétique ayant une longueur de  $39,8mm$  une largeur de la jambe centrale de  $7,6mm$  et une profondeur de  $25.5mm$ . Ces dimensions correspondent approximativement à un noyau commercialisé par Ferroxcube le E38/8/25. Ce composant présente un volume théorique d'environ  $16.000 mm^2$  et est bien moins encombrant que celui réalisé dans la thèse de Ph. Goubier [GOU-03] ( $\#24.000 mm^2$ ) pour les mêmes caractéristiques.



**Figure IV-14. Conception et caractéristiques du LCT utilisant un noyau E38/8/25**

Afin de justifier l'intérêt de l'outil d'optimisation du dimensionnement, nous avons par la suite réalisé une optimisation en laissant les variables quasi libres (Seule reste la limite

$1mm \leq X \leq 100mm$  qui est peu contraignante pour ce problème). Avec ces paramètres le dimensionnement optimal du composant est obtenu Figure IV-15 : la géométrie du noyau magnétique a une longueur  $31mm$  sur une largeur de la jambe centrale  $3mm$  et une profondeur  $23,9mm$ . Ces dimensions sont proches de celle d'un noyau planar commercialisé par Ferroxcube le E32/6/20. Pour la réalisation de ce LCT, nous pourons partir de ce noyau et usiner la jambe centrale pour la passer de  $6mm$  à  $3mm$ . Ce composant a un volume théorique d'environ  $7.000 mm^2$  qui est bien inférieur aux LCT réalisés précédemment.

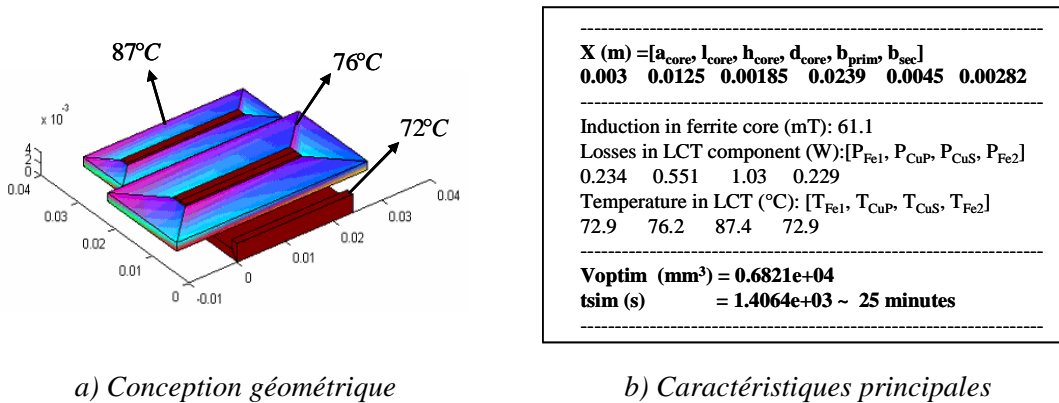


Figure IV-15. Conception et caractéristiques du LCT utilisant un noyau E32/3/20

## IV.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un outil d'optimisation du dimensionnement des composants passifs LCT multi-spires, multicouches basé sur la modélisation des pertes dynamiques du composant et sur des simulations schématiques temporelles. Cet outil permet un dimensionnement in situ du composant grâce au couplage à une modélisation thermique simple utilisant la méthode d'homogénéisation des phénomènes de refroidissement par rayonnement et convection naturelle de l'air ambiant. Les résultats obtenus ont montré que la thermique est une contrainte primordiale qu'il est indispensable de considérer lors du dimensionnement des dispositifs électriques et électroniques. Cet outil d'optimisation nous a aidé à choisir les matériaux diélectriques et les épaisseurs du cuivre les plus appropriés à notre besoin. On a pu constater qu'il n'est pas nécessaire, pour cette application, d'augmenter les performances des matériaux diélectriques de façon importantes car elles ne sont pas limitantes. En revanche, ce point serait à reconsidérer pour des applications nécessitant des valeurs plus importantes de capacité ou recherchant un coût moindre en diminuant le nombre de couche. Le tableau suivant montre les cas d'optimisation effectués dans ce chapitre.

Tableau IV-5. RECAPITULATION DES OPTIMISATIONS EFFECTUES

<b>Composant</b>	<b>Volume optimal (mm<sup>3</sup>)</b>	<b>Température maximale (°C)</b>	<b>Induction dans le noyau (mT)<sup>°</sup></b>	<b>Pertes de puissance (W)</b>
<b>LCT C-Ply</b>	1244	89	71	1,97
<b>LCT C-Ply et Kapton</b>	25626	86	23	2,55
<b>LCT Kapton + Noyau E38/8/25</b>	15862	88	11	2,28
<b>LCT Kapton + Noyau E32/3/20</b>	6821	87	61	2,04

Suite aux résultats obtenus, les prototypes LCT des deux dernières optimisations seront fabriqués pour valider notre étude. La réalisation et la validation expérimentale seront présentées dans le chapitre suivant.

## **Références bibliographiques du chapitre**

- [BES-09] A. Besri, B. Delinchant, J-P. Kéradec, C. Sullivan, “*Simulation and optimization tool for high-frequency planar transformers based on 1D analytical modelling*”, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics (IJAEM) 30, 3-4 (2009) 223-236
- [FER-06] J.P.Ferrieux, F.Forest, “*Alimentation à découpage - Convertisseur à résonance : Principes, Modélisation, Composants*”, 3<sup>ème</sup> édition, Dunod, 2006.
- [GOU-03] P. Goubier, « *Etude et conception de composants passifs LCT intégrés* », thèse de l’Université Joseph Fourier, 2003.
- [MAG-07] X. Margueron, J-P. Keradec, A. Besri, “*Complete analytical calculation of static leakage parameters. Application to planar HF transformer optimization*”, IEEE Industrial Application Society 2007, New Orléans, USA 2007.
- [MAR-07] X. Margueron, J-P. Keradec, A. Besri, “*Current Sharing Between Parallel Turns of a Planar Transformer: Prediction and Improvement Using a Circuit Simulation Software*”, IEEE Industrial Application Society 2007, New Orléans, USA 2007.
- [MOH-03] N.Mohan, T.M.Undeland, W.P.Robibins, “*Power Electronics: Converters, Applications and Design*”, Wiley International, 3<sup>nd</sup> edition, 2003.
- [VAL-07] B. Vallet, « *Etude et conception d’une nouvelle alimentation à découpage basée sur un composant passif LCT intégrées* », thèse de l’Université Joseph Fourier, 2007.
- [NOC-99] J. Nocedal, S.J. Wright, “*Numerical optimization*”, Springer, 1999.

## **Référence en ligne du chapitre**

- [3M] 3M<sup>TM</sup> - Embedded Capacitor Material:  
[http://solutions.3m.com/wps/portal/3M/en\\_US/EmbeddedCapacitanceMaterial/](http://solutions.3m.com/wps/portal/3M/en_US/EmbeddedCapacitanceMaterial/)
- [Datasheet] 42CTQ030 -30V-40A Schottky Common Cathode Diode:  
[http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/4/2/C/T/42CTQ030-1.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/4/2/C/T/42CTQ030-1.shtml)
- [Dupont] Dupont<sup>TM</sup> Electronics –Packaging and Circuit Materials - Products and Services:  
[http://www2.dupont.com/Packaging\\_and\\_Circuits/en\\_US/products\\_services/](http://www2.dupont.com/Packaging_and_Circuits/en_US/products_services/)
- [Ferroxcube] Ferroxcube<sup>TM</sup>-ferrites cores, bobins and accessories: <http://www.ferroxcube.com>

*“Ferrite cores, Bobbins and Accessories Data Handbook 2009”*

[Isola] Isola, IS410 Epoxy Laminates and Prepreg High Thermal Reliability/Fast-Cure/Lead-free: <http://www.isola-group.com/en/products/name/detail.shtml?18>

[Matlab] The MathWorks™ – Matlab Optimisation Toolbox:  
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/optim/>  
Optimization Algorithms and Examples:  
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/optim/ug/brnoxr7.html>  
Constrained Nonlinear Multivariable Minimization (fmincon)

<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/optim/ug/fmincon.html>  
The MathWorks™ – Matlab Global Optimisation Toolbox:  
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/gads>  
Find minimum of function using Genetic Algorithm (ga):  
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/gads/ga.html>

Simulation and Model-Based Design – Simulink:

<http://www.mathworks.com/products/simulink>

Model and simulate electrical power systems (SimPowerSystems)

<http://www.mathworks.com/products/simpower>

[Psim] Powersim Inc. PSIM®, SimCoupler Module:  
<http://www.powersimtech.com/index.php?name=simcoupler>

[Plecs] PLECS Blockset in Simulink, Simulation of Electric Circuits and System:  
[http://www.plexim.com/products/plecs\\_blockset.html](http://www.plexim.com/products/plecs_blockset.html)

# Chapitre V

# Validation expérimentale

## Sommaire du chapitre

<b>Sommaire du chapitre</b> .....	<b>166</b>
<b>V.1. Introduction</b> .....	<b>167</b>
<b>V.2. Réalisation des prototypes</b> .....	<b>167</b>
V.2.1. Réalisation des prototypes de LCT .....	167
V.2.2. Caractérisation des prototypes de LCT .....	169
V.2.3. Dimensionnement de la structure DC-DC .....	170
<b>V.3. Validations expérimentales</b> .....	<b>172</b>
V.3.1. Analyses fréquentielles des impédances des LCT .....	172
V.3.2. Fonctionnement du LCT au sein de la structure DC-DC .....	176
V.3.3. Validation des pertes de fonctionnement .....	178
V.3.4. Mesure et validation de la température de fonctionnement .....	179
<b>V.4. Conclusion</b> .....	<b>182</b>
<b>Références du chapitre</b> .....	<b>183</b>

## V.1. Introduction

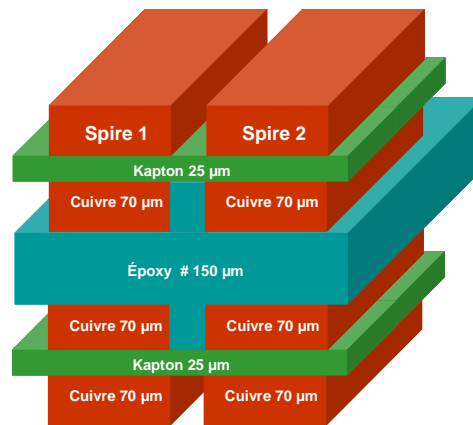
Les chapitres précédents ont présenté l'analyse théorique nécessaire pour arriver à l'élaboration de prototypes LCT optimisés en dimensionnement. Les résultats d'optimisation obtenus au chapitre IV nous ont permis de réaliser deux prototypes de LCT dont le dimensionnement optimisé respecte les contraintes thermiques. Dans ce dernier chapitre, nous allons tester ces prototypes afin de valider les démarches de conception par une confrontation des caractéristiques réelles du composant à celles attendues. Pour cela, nous avons tout d'abord caractérisé les prototypes LCT à l'aide d'un analyseur d'impédance afin de mesurer les paramètres principaux comme : le rapport de transformation, la capacité intégrée et l'inductance de fuite. Ensuite, la variation des impédances en fonction de la fréquence du composant est comparée avec celle modélisée par le modèle électrique utilisé dans la boucle d'optimisation. Les composants sont ensuite testés en fonctionnement au sein d'une structure DC-DC dont le cahier des charges et le principe de fonctionnement sont présentés au chapitre I. Cette structure est bien sûr celle utilisée dans la boucle d'optimisation du chapitre IV. Enfin, les difficultés rencontrées lors de la réalisation et du fonctionnement du composant sont analysées afin d'obtenir un point de fonctionnement optimal pour le convertisseur.

## V.2. Réalisation des prototypes

### V.2.1. Réalisation des prototypes de LCT

Suite aux dimensionnements effectués au chapitre IV, nous avons fait réaliser deux prototypes de LCT. Pour ces prototypes les films utilisés sont les Pyralux AP9222 de chez Dupont [AP9222] en raison de la bonne adéquation de leurs caractéristiques avec les besoins de notre application. Ces matériaux sont constitués d'une feuille de diélectriques en Kapton d'une épaisseur de  $25\mu m$  cuivrée sur les deux faces par des feuilles de  $70\mu m$ . La fabrication du circuit multicouche est réalisé par l'empilement de plusieurs films Pyralux stratifiés en utilisant un adhésif (appelé Prepreg) constitué d'Epoxy IS410 de chez Isola [IS410] dont l'épaisseur vaut approximativement  $150\mu m$  (Figure V-1). Cette épaisseur dépend de la technique d'assemblages, pression température, des films Pyralux par la société sous traitante. Elle est donc difficile à garantir, toutefois, selon les données constructeur et en raison du dimensionnement effectué, la capacité intégrée pour notre LCT est réalisée à 80% par les couches de Kapton et donc la tolérance sur l'épaisseur des couches d'Epoxy n'a que peu d'influence sur la valeur de la capacité réalisée. Une variation de 10% de cette épaisseur n'implique qu'une variation de 2% sur la capacité finale.



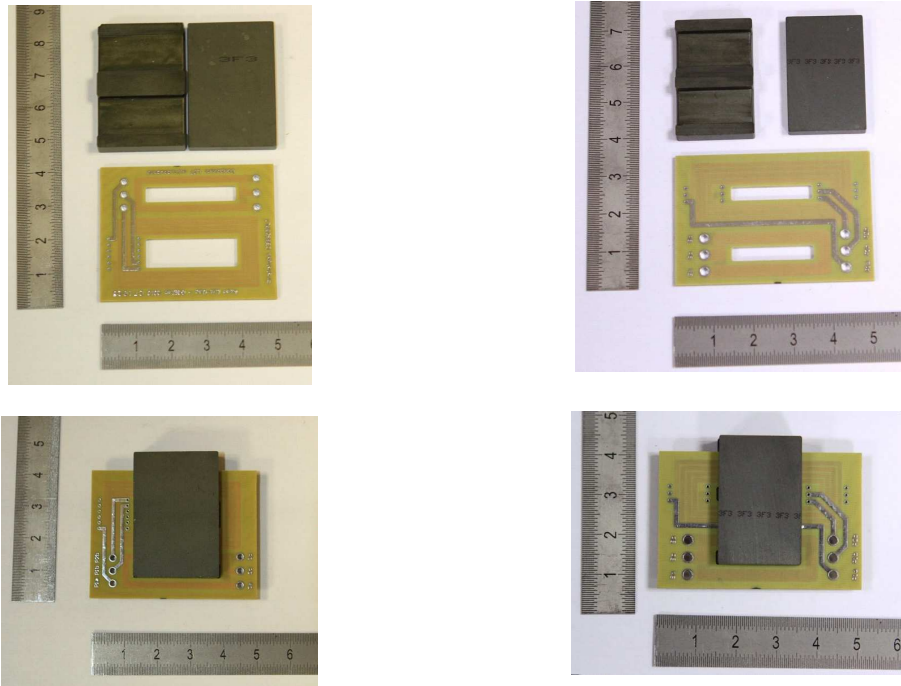


**Figure V-1. Epaisseur des couches du circuit imprimé des prototypes LCT**

Le premier prototype LCT A (Figure V-2a) utilise le noyau ferrite E38/8/25 de chez Ferroxcube [E38825]. Les jambes de ce noyau ont été usinées pour faire passer leur hauteur d'une valeur initiale de  $4,45\text{mm}$  à une valeur finale de  $2,35\text{mm}$  afin de réduire le volume occupé par le composant. De plus un usinage a été réalisé pour obtenir un entrefer d'épaisseur  $2\text{mm}$  sur une jambe latérale. Les bobinages de ce composant se composent de 10 couches de cuivre, chacun des deux primaires est constitué de 4 spires par couche et la largeur des pistes est de  $1\text{mm}$ . Pour le secondaire, sur chaque couche est réalisé 1 spire dont la largeur de piste est  $2\text{mm}$ . Les deux bobinages secondaires présentant chacun 1 spire sont réalisés par la mise en parallèle des 10 spires réalisées sur 10 couches.

Le deuxième prototype LCT B (Figure V-2b) utilise le noyau ferrite E32/6/20 de chez Ferroxcube [E32620]. Ce noyau est usiné sur la jambe centrale afin de réduire sa largeur à  $3\text{mm}$ . La hauteur des jambes de ce noyau sont réduite à  $2,25\text{mm}$  et un entrefer de  $1,9\text{mm}$  est usiné sur une jambe latérale. L'usinage de la jambe centrale permet d'élargir la largeur de la fenêtre de bobinage pour pouvoir faire entrer les pistes des bobinages primaires et secondaires. Les bobinages du composant se composent de 10 couches de cuivre. Les deux bobinages primaires sont constitué de 4 spires par couche ayant une largeur de piste de  $1,15\text{mm}$ . Le bobinage secondaire du composant se compose aussi 2 spires avec 1 spire par couche et 10 couches en parallèle. La largeur des pistes secondaire vaut  $3\text{mm}$  ce qui est supérieur à celle du prototype A

Les routages des pistes des prototypes sont réalisés sous le logiciel Altium Designer [Altium], les spécifications de dimension des couches sont présentées à l'Annexe D, la réalisation des ces circuits imprimés à été confiée à la société CIREP<sup>TM</sup> [CIREP]. Les usinages des noyaux sont précisés dans l'Annexe E et ont été traités par la société optik-c<sup>TM</sup> [OPTIK]. L'assemblage des composants est présenté Figure V-2.



a. Prototype A utilisant le noyau E38/8/25

b. Prototype B utilisant le noyau E32/3/20

Figure V-2. Les prototypes de LCT réalisés

### V.2.2. Caractérisation des prototypes de LCT

Les prototypes de LCT ont été caractérisés par le pont d'impédance 4294A [Agilent] [KER-09]. Les paramètres principaux de ces deux prototypes sont présentés Tableau V-1. Les caractéristiques des prototypes donnent des valeurs correctes pour le rapport de transformation ( $0,05 \pm 2.10^{-3}$ ). La capacité intégrée mesurée sur les prototypes est légèrement plus grande que prévu pour le prototype A ( $3,24nF$ ) et légèrement plus faible que prévu pour le prototype B ( $2,78nF$ ), ces différences de valeurs viennent du fait que, d'une part la technologie de réalisation influe sur la valeur et, d'autre part, que la géométrie réelle des bobinages diffère de celle théorique en raison des difficultés rencontrées lors du routage pour placer les via de connexion des couches. Ces différences de valeurs de capacité sont toutefois acceptables car elles n'influent pas de façon importante sur le fonctionnement de la structure (juste une faible variation de la tension de sortie). Concernant les inductances de fuite, la part provenant des têtes de bobines a été très largement sous estimée faisant que pour le prototype A même en augmentant au maximum la taille de l'entrefer la valeur de l'inductance de fuite reste à une valeur de  $131\mu H$ . On voit ici que pour compléter cet outil il va être nécessaire de modéliser analytiquement l'inductance de fuite du composant. Cela implique que ce composant ne peut pas fonctionner en résonance à  $250kHz$  mais à une fréquence plus basse soit  $210kHz$ . Aussi nous n'effectuerons que des analyses fréquentiels sur ce prototype. En revanche l'inductance de

fuite obtenue pour le prototype B vaut  $93\mu H$  ce qui est au dessous de la valeur souhaitée de  $100\mu H$  mais ce sous-dimensionnement ne pose pas de problème au fonctionnement de la structure DC-DC car les inductances de fuites des connexions permettent d'ajuster la différence de valeur. Nous pouvons donc effectuer les analyses fréquentielles ainsi que les tests en fonctionnement temporel de ce prototype dans la structure DC-DC afin de valider le modèle électrodynamique utilisé dans la boucle d'optimisation.

Tableau V-1. CARACTERISATION DES PROTOTYPES LCT

	Valeurs dimensionnées	Mesures du prototype A	Mesures du prototype B
<b>Rapport de transformation</b>	<b>0,05</b>	<b>0,049</b>	<b>0,052</b>
<b>Capacité intégrée (nF)</b>	<b>3</b>	<b>3,24</b>	<b>2,78</b>
<b>Inductance de fuite (<math>\mu H</math>)</b>	<b>100</b>	<b>131</b>	<b>93</b>

### V.2.3. Dimensionnement de la structure DC-DC

Selon l'étude du fonctionnement du convertisseur présentée au chapitre I, les composants de la structure sont facilement dimensionnés. Nous donnons dans les tableaux suivants un récapitulatif des expressions analytiques et des valeurs numériques des principales caractéristiques des composants semi-conducteurs de la structure DC-DC (courant moyen, courant efficace, courant crête, tension directe maximale, tension inverse maximale).

Tableau V-2. EXPRESSIONS ANALYTIQUES DES CARACTERISTIQUES DES INTERRUPTEURS

	MOSFETs	Diode de roue libre	Diode de redressement
<b>Courant moyen</b>	$\frac{m}{2T} \times \frac{C \cdot E^2}{V_2}$	$\frac{I_1 \cdot t_2}{2T}$	$\frac{1}{2T} \times \frac{C \cdot E^2}{V_2}$
<b>Courant efficace</b>	$\frac{I_{Leff}}{\sqrt{2}}$	$I_1 \cdot \sqrt{\frac{t_2}{2T}}$	$\frac{I_{Leff}}{m \cdot \sqrt{2}}$
<b>Courant crête</b>	$\left(E - \frac{V_2}{m}\right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$	$I_1$	$\frac{1}{m} \left(E - \frac{V_2}{m}\right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$
<b>Tension directe max</b>	<b>E</b>	<b>0</b>	<b>0</b>
<b>Tension inverse max</b>	<b>0</b>	<b>E</b>	<b>Vs</b>

Tableau V-3. VALEURS NUMERIQUES DES CARACTERISTIQUES DES INTERRUPTEURS

	MOSFETs	Diode de roue libre	Diode de redressement
Courant moyenne	0,31	0,09	6,27
Courant efficace	0,50	0,23	10,03
Courant crête	1,05	0,87	21,08
Tension directe max	300	0	0
Tension inverse max	0	300	5

Au vu de ces résultats, nous avons fait le choix d'utiliser pour les interrupteurs des **MOSFET IRF 740G** en boîtier isolé de chez International Rectifier [IRF740]. La documentation constructeur spécifie une tenue en tension de  $400V$ , une résistance à l'état passant de  $0,55\Omega$ , un calibre en courant de  $5,4A$  et des temps de commutation d'environ  $25ns$  ce qui correspond aux besoins de notre convertisseur.

Les diodes de roue libre, quant à elles, sont des **BYT 03/400** de chez STMicroelectronics [BTY03-400] qui supportent une tension inverse de  $400V$  et disposent d'un calibre en courant de  $3A$ . Ce calibre peut paraître élevé par rapport à la valeur du courant efficace qui les traverse, mais les diodes **BYT 01/400** de chez STMicroelectronics [BTY01-400] qui correspondent au calibre en courant inférieur pour cette gamme de tenue en tension présentent l'inconvénient d'avoir une résistance à l'état passant trois fois plus importante que celle des diodes choisies.

En ce qui concerne les diodes de redressement, nous avons fait le choix d'utiliser des diodes **42CTQ030** de chez International Rectifier [42CTQ030]. Ce type de diode admet, d'après les données constructeur, une tenue en tension inverse de  $40V$ , un courant maximal de  $40A$  et présentent une chute de tension à l'état passant de  $0,38V$ .

Le choix de la capacité de sortie du convertisseur a été conduit en approximant le courant efficace de cette capacité  $I_{Ceff} = \sqrt{I_{red\_eff}^2 - I_s^2}$  et en limitant l'ondulation de la tension de sortie. Nous avons trouvé pour une ondulation de la tension de sortie de  $5\%$ , une capacité de sortie du convertisseur devant avoir une valeur minimale de  $100\mu F$  et supportant un courant efficace de  $7,5A$ .

La Figure V-3 suivante montre le convertisseur DC-DC demi pont à résonance utilisant les prototypes LCT. Le cahier des charges du convertisseur présenté au chapitre I est rappelé ici :



- Puissance de sortie : 60 W
- Tension d'entrée : 300 V
- Tension de sortie : 5 V
- Fréquence de découpage : 250 kHz

a. Conception du convertisseur

b. Cahier des charges du convertisseur

Figure V-3. Convertisseur DC/DC utilisant le prototype de LCT

## V.3. Validations expérimentales

### V.3.1. Analyses fréquentielles des impédances des LCT

Tout d'abord les comportements fréquentiels des prototypes sont mesurés et comparés avec ceux modélisés par le modèle électrique simple utilisé dans la boucle d'optimisation. Les tableaux suivants montrent la comparaison du module et de la phase des impédances des prototypes LCT A et B. Nous voyons qu'il y a de bonnes concordances entre simulation et mesure des comportements du composant à moyenne et haute fréquence. A très haute fréquence, les couplages électrostatiques inter couches n'étant plus correctement modélisés les caractéristiques divergent. Toutefois cette limitation du modèle électrique simple était prévisible et il est possible de raffiner ce modèle en utilisant le modèle complexe présenté au chapitre II. Pourtant le modèle électrique simple est suffisant pour calculer les pertes en fonctionnement du composant. Au vu des résultats obtenus, on peut constater que les LCT réalisés peuvent fonctionner dans une plage fréquentielle de 10kHz à 500kHz car les modifications du couplage primaire secondaire au dessous de 10kHz (voir l'impédance vue du secondaire primaire en court circuit) et les résonance de l'inductance magnétisante avec les capacités parasites au delà de 500kHz (voir l'impédance vue du primaire secondaire à vide) peuvent dégrader le fonctionnement du LCT.

Tableau V-4. COMPARAISON DES IMPEDANCES MESUREES ET SIMULEES DU PROTOTYPE A

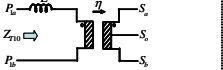
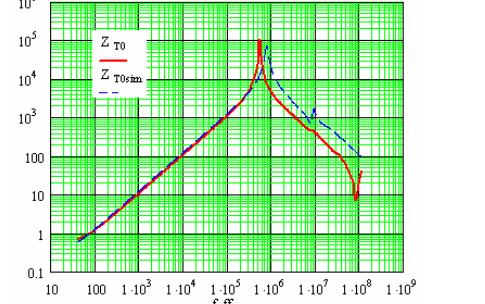
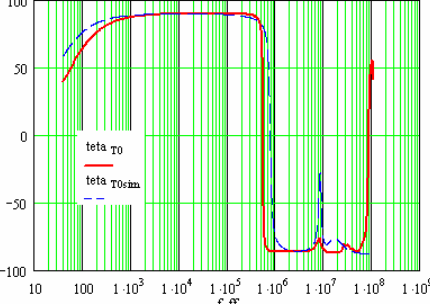
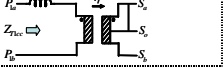
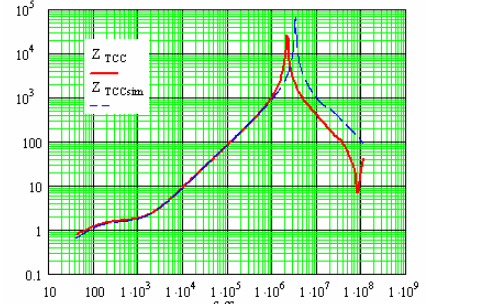
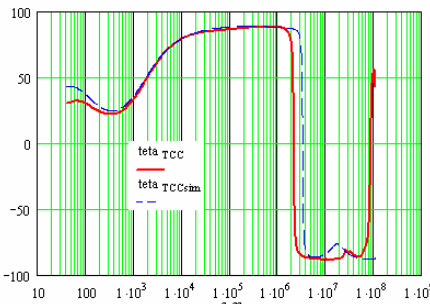
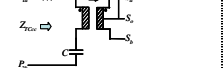
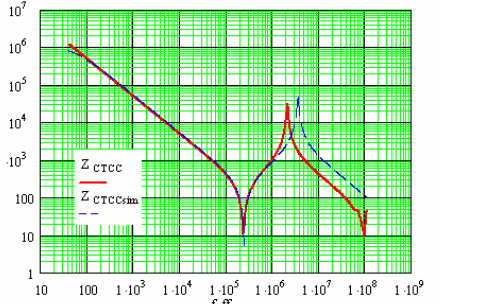
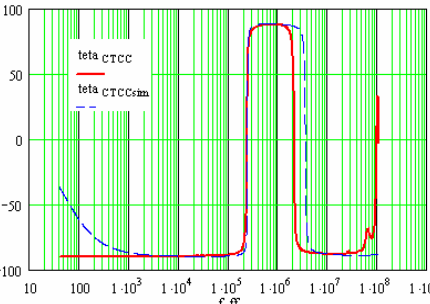
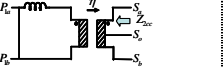
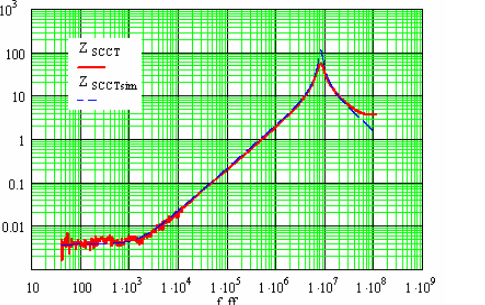
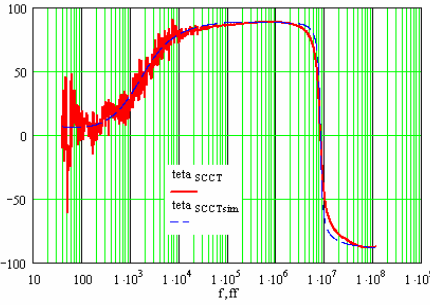
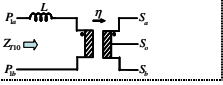
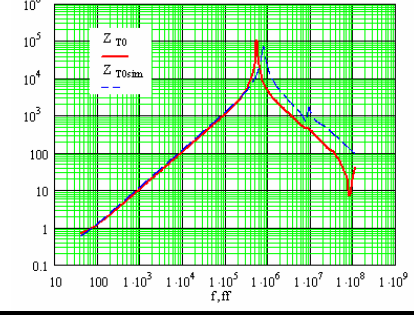
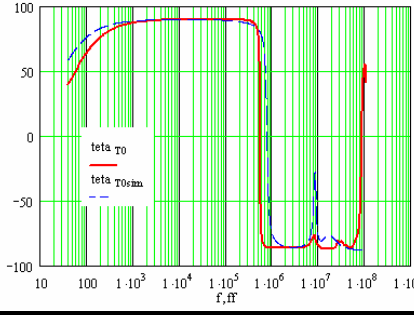
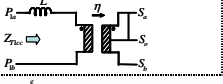
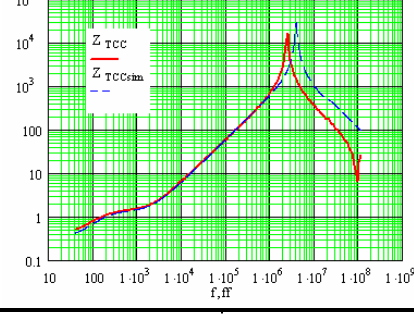
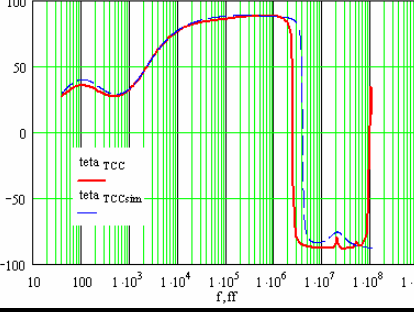
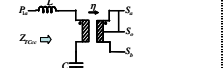
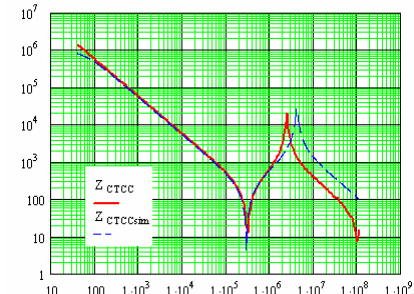
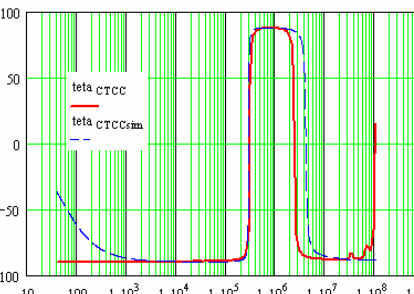
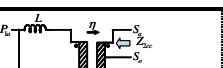
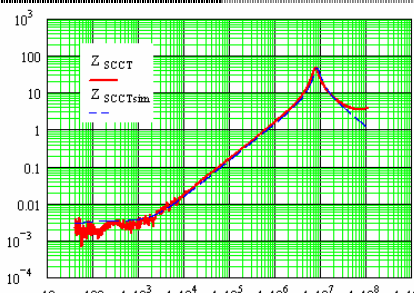
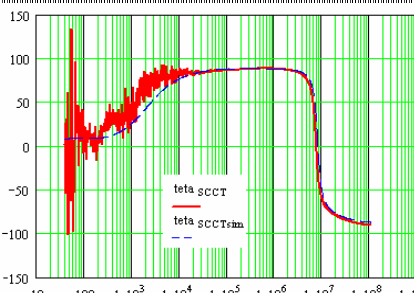
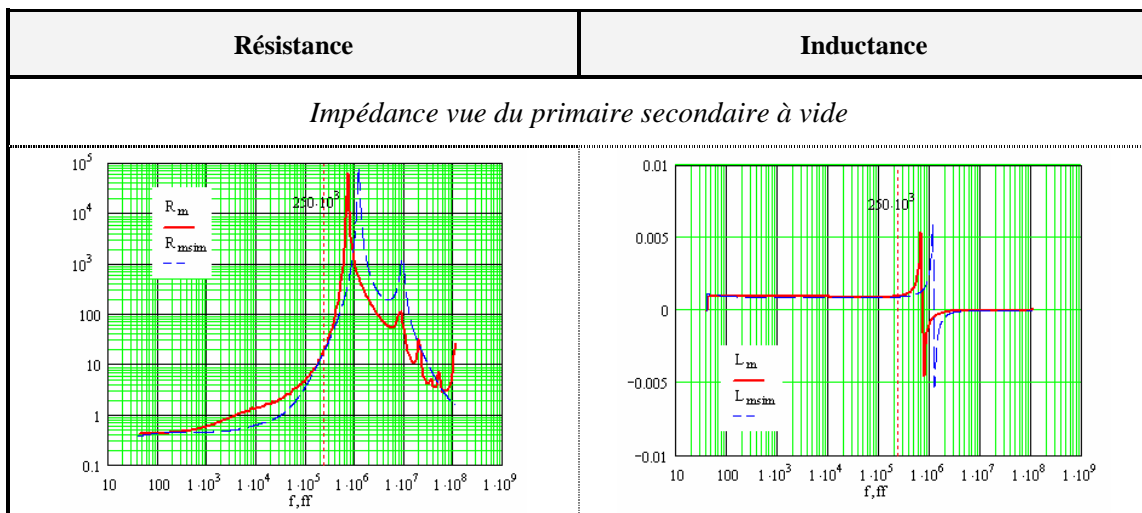
Module	Phase
	<p style="text-align: center;"><i>Impédance vue du primaire secondaire à vide</i></p>
	
	<p style="text-align: center;"><i>Impédance vue du primaire secondaire en court-circuit</i></p>
	
	<p style="text-align: center;"><i>Impédance vue du primaire secondaire en court-circuit</i></p>
	
	<p style="text-align: center;"><i>Impédance vue du secondaire primaire en court-circuit</i></p>
	

Tableau V-5. COMPARAISON DES IMPEDANCES MESUREES ET SIMULEES DU PROTOTYPE B

Module	Phase
	<p style="text-align: center;"><i>Impédance vue du primaire secondaire à vide</i></p>
	
	<p style="text-align: center;"><i>Impédance vue du primaire secondaire en court-circuit</i></p>
	
	<p style="text-align: center;"><i>Impédance vue du primaire secondaire en court-circuit</i></p>
	
	<p style="text-align: center;"><i>Impédance vue du secondaire primaire en court-circuit</i></p>
	

Il est intéressant de voir le comportement fréquentiel des résistances et des inductances du composant, le Tableau V-6 montre la comparaison entre ces grandeurs mesurées et simulées du prototype B, il en est de même pour le comportement du prototype A. On voit une autres limite de la méthode LEEC ici : les résistances des enroulements ne sont pas bien modélisées même à moyenne fréquence : une mauvaise concordance des résistance modélisées sur une plage de fréquence de  $1kHz$  à  $100kHz$  pour la résistance vue du primaire secondaire à vide et sur une plage de  $10kHz$  à  $1MHz$  pour la résistance vue du primaire secondaire en court circuit. En effet, la modélisation simple par la méthode LEEC des composants multicouche et multispire en simplifiant la représentation en ne considérant qu'une seule spire par couche ne représente pas correctement l'influence entre les spires d'une même couche. Cela se traduit par une mauvaise représentation des effets de proximité mais aussi de peau. Cette imprécision va, de plus provoquer une sous estimation des pertes en fonctionnement du composant LCT à  $250kHz$ . Malheureusement cet écart n'est pas visible en observant le module et la phase des impédances et n'a pas été étudié lors de notre modélisation électromagnétique. Afin d'évaluer l'influence de cette imprécision sur l'évaluation des pertes nous avons comparé les résistances et inductances équivalentes mesurées et simulées par le modèle complexe dans le cas du LCT de Ph Goubier. Cette comparaison, présentée dans le Tableau V-7 montre que dans ce cas l'écart entre mesure et simulation est grandement réduit.

Tableau V-6. COMPARAISON DES RESISTANCES MESUREES ET SIMULEES-PROTOTYPE B





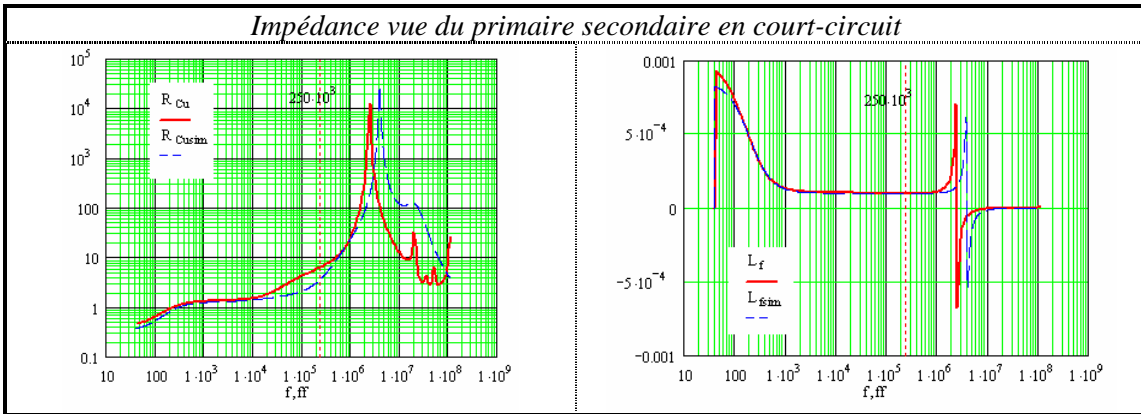
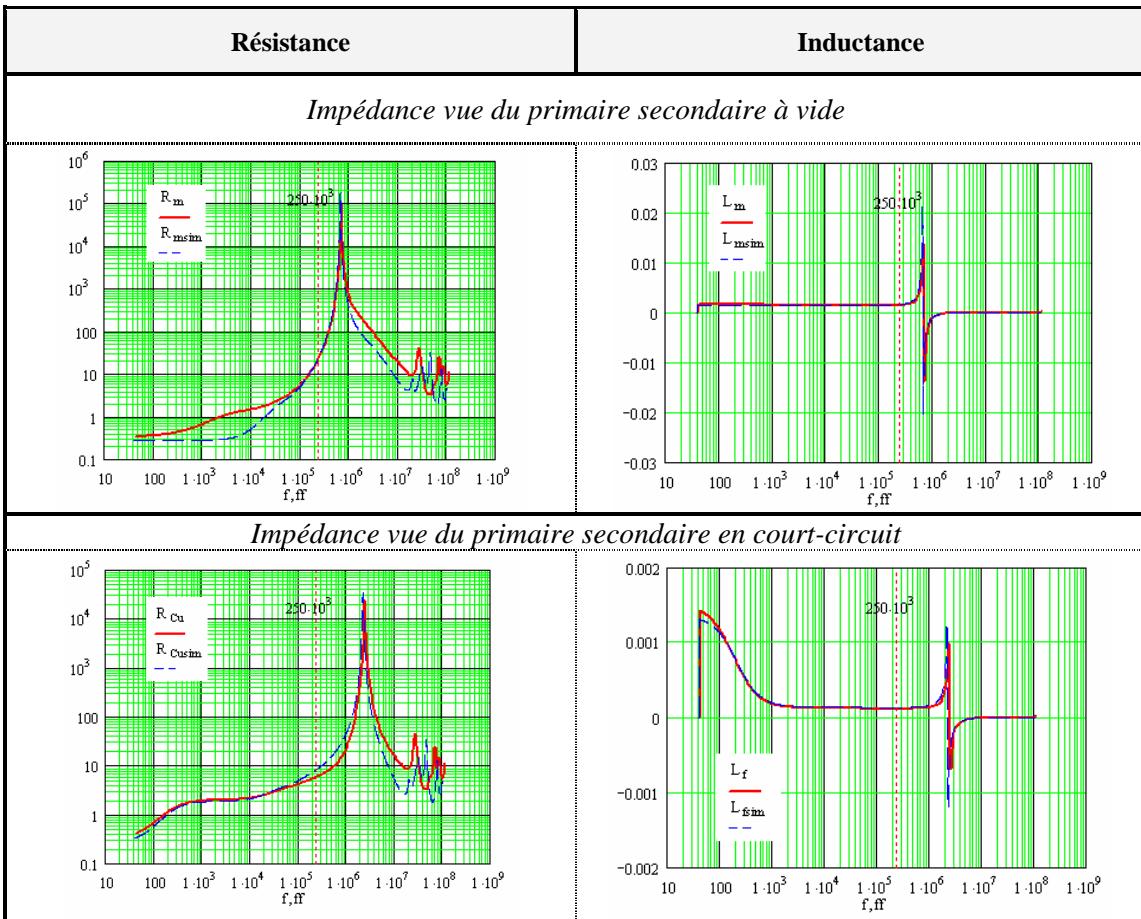


Tableau V-7. COMPARAISON DES RESISTANCES MESUREES ET SIMULEES PAR MODELISATION COMPLEXE DU LCT ETUDIE AU CHAPITRE II



### V.3.2. Fonctionnement du LCT au sein de la structure DC-DC

Cette partie a pour le but de valider le fonctionnement du LCT au sein de la structure DC-DC. Des simulations temporelles sont confrontées avec les mesures effectuées sur les convertisseurs réalisés. Le

Tableau V-8 montre la comparaison des formes d'ondes simulées et mesurées pour le prototype B (LCT E32/3/20). On voit de bonnes concordances entre la modélisation et la simulation. Pourtant les résonances parasites des signaux au secondaire du LCT due aux capacités parasites et aux inductances de connexion des bornes secondaire du LCT peuvent modifier le fonctionnement et influencer les performances du composant. Ce problème pourrait effectivement être diminué en réalisant un meilleur routage des pistes sur le PCB et en retravaillant les connexions du composant LCT à la carte PCB (il resterait tout de même le problème de la mesure du courant qui nécessite des fils de connexion inévitables dans le cas du prototype actuel). Afin de réaliser une simulation temporelle sous PSIM prenant en compte tous les éléments, nous avons ajouté des éléments correspondant aux fils de connexion de soit une résistance de  $9m\Omega$  et une inductance de  $30nH$  dont les valeurs ont été déterminées de façon expérimentale (Figure V-4).

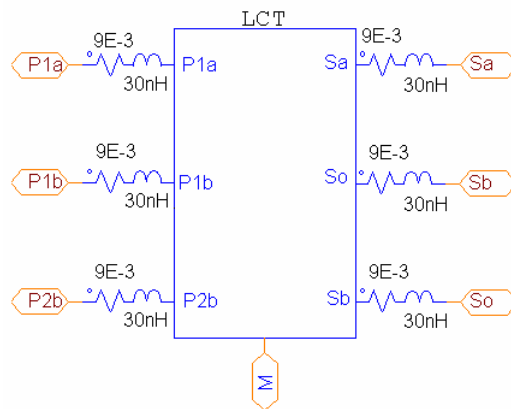
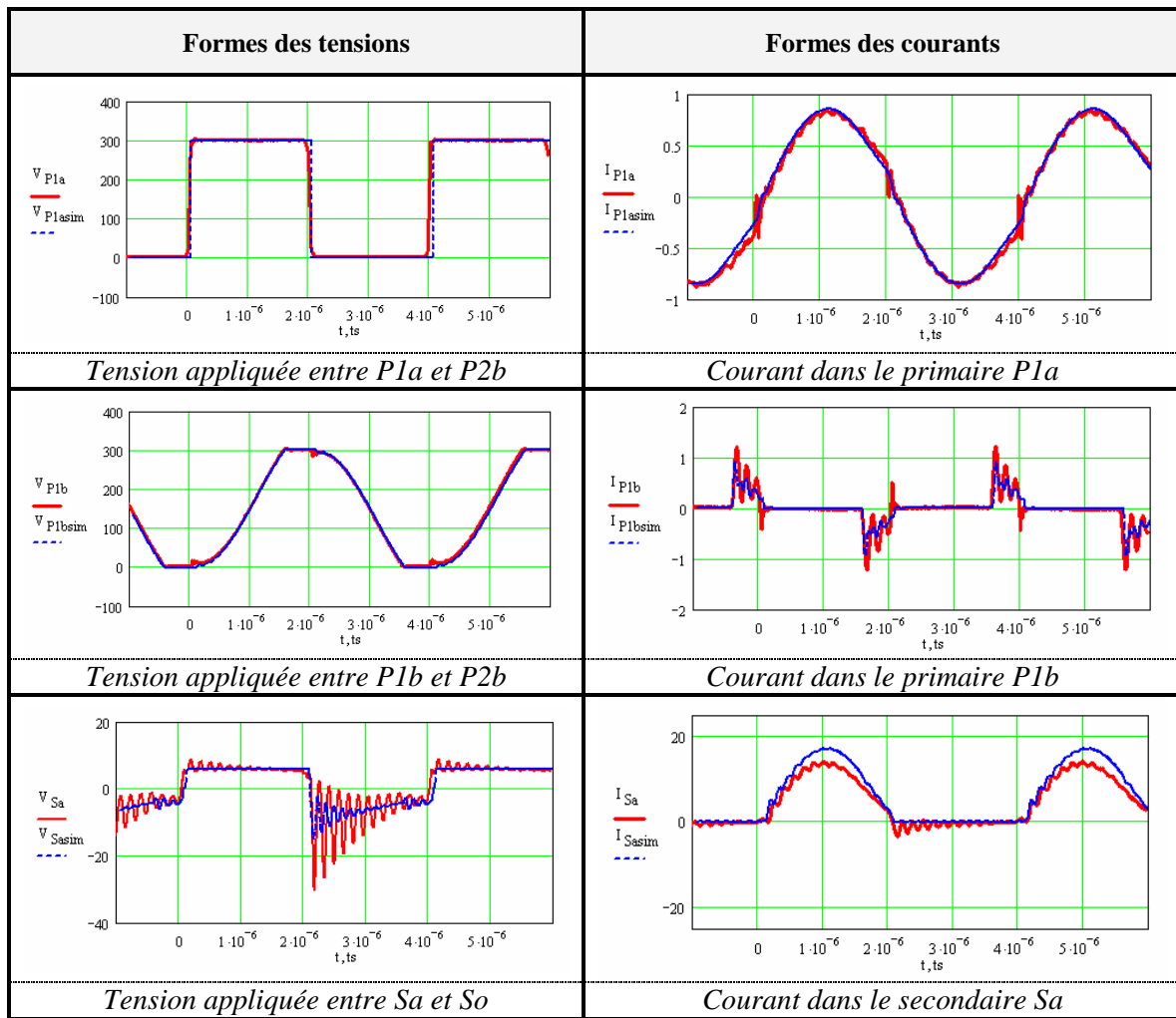


Figure V-4. Addition des paramètres des fils de connexions du LCT

Malgré quelques différences, on constate que le principe de fonctionnement du convertisseur a été correctement modélisé ce qui valide partiellement le modèle utilisé. Toutefois, la validation doit se poursuivre par une comparaison des pertes du composant pour être complète.

Tableau V-8 COMPARAISON DES FORMES D'ONDES MESUREES ET SIMULEES – LCT B



### V.3.3. Validation des pertes de fonctionnement

Les pertes et le rendement du prototype LCT B sont déterminés selon le modèle des pertes présenté au chapitre II et les résultats sont présentés Tableau V-9. On peut constater que les pertes modélisées pour ce composant ( $2,04W$ ) sont proches de celles mesurées ( $2,35W$ ). Le rendement mesuré pour ce prototype est de 95,7%, ce rendement reste plus faible que celui des LCT réalisés par Ph.Goubier (96,8%) et par B.Vallet (97,6%) (chapitre I) mais ceci peut s'expliquer car le but ici était d'optimiser l'encombrement du composant.

La détermination des pertes dans les différentes parties du LCT a été réalisée grâce à la simulation : les pertes fer sont calculées dans les blocs schématiques représentant les couches magnétiques, les pertes cuivre et diélectrique sont calculées dans les blocs schématiques des couches conductrices et isolantes du primaire et du secondaire (Figure II.35). On voit sur les résultats obtenus que la principale source des pertes du LCT est le secondaire ( $1,03W$ ). Si l'on compare ces pertes avec celles du composant LCT étudié au chapitre II dont le secondaire était

réalisé en fils de Litz (1,71W), nous voyons que les pertes dans le secondaire de ce LCT ont été réduite grâce à la technologie de réalisation multicouche qui a effectivement raccourci la longueur des spires secondaires. Si on se base seulement sur les simulations électrodynamiques réalisées dans la boucle d’optimisation (chapitre IV), les pertes au secondaire du prototype B sont alors réduites par rapport aux celles du prototype A (1,48W) car la largeur des pistes secondaires du prototype B (3mm) est plus grande que celle du prototype A (2mm) et donc la résistance « DC » du secondaire du prototype B est bien moins important que celles du prototype A. Ces pertes sont donc principalement basse fréquence faisant qu'elles seront réduites si la résistance DC décroît.

Tableau V-9. DECOMPOSITION ET VERIFICATION DES PERTES DANS LE LCT

Pertes dans LCT (W)		Prototype B
Simulation	Pertes fer	0,463
	Pertes cuivre au primaire	0,551
	Pertes cuivre au secondaire	1,03
	Pertes diélectriques	0,189
	Pertes totales	2,23
Mesure expérimentale des pertes totales		2,62
Rendement mesuré du LCT		95,7%

### V.3.4. Mesure et validation de la température de fonctionnement

La dernière démarche de nos tests consiste à valider le modèle thermique en mesurant la température de fonctionnement du composant LCT. Pour cela, nous avons utilisé une caméra infrarouge Ti25 de chez FLUKE™ [Fluke] pour mesurer la température aux différents points du composant. Cet instrument de mesure détermine la température d’un objet en détectant l’énergie des ondes infrarouges rayonnées sur les surfaces extérieures de l’objet. Il permet de capturer une image thermique de l’objet et d’analyser la cartographie thermique afin de déterminer avec précision la température au point de calcul. La caméra Ti25 permet de détecter la température sur un bande de  $-20^{\circ}C$  à  $+350^{\circ}C$  avec précision de  $\pm 2^{\circ}C$ .

Nous avons effectué des mesures thermiques afin de déterminer la température de fonctionnement du composant LCT au sein de la structure DC - DC. Pour pouvoir obtenir des résultat avec précision, le composant a été peint en noir afin d’éviter les ondes réfléchies sur la surface du composant, l’émissivité de l’objet est corrigé à 0,94 dans l’instrument de mesure selon les notices d’utilisation. Les images du Tableau V-10 montrent une cartographie

thermique lors du fonctionnement du composant LCT ainsi que quelques points de mesure. Un récapitulatif et une comparaison des valeurs modélisées et mesurées pour les températures des parties principales du LCT sont présentés Tableau V-11. Il est à noter ici que les mesures sont effectuées sous des conditions de température ambiante de  $22^{\circ}\text{C}$  tandis que les modélisations ont été basées sur une hypothèse de la température ambiante de  $300\text{K}$  soit  $27^{\circ}\text{C}$ .

On voit sur les résultats obtenus que le noyau magnétique et le bobinage primaire du composant fonctionnent à des températures légèrement plus importantes que celles modélisées (environ de  $7^{\circ}\text{C}$  plus élevée). Le secondaire du LCT, quant à lui, fonctionne à une température environ  $10^{\circ}\text{C}$  plus faible que celle prévue dans les modélisations. Ceci est en partie explicable si on regarde les images thermiques des fils de connexion du composant : les fils de connexion du secondaire (fils à gauches sur les images) sont aussi chauds que les bobinages secondaires et jouent le rôle de dissipateur évacuant ainsi une partie des calories. En revanche les fils de connexion du primaire sont beaucoup moins chauds (les fils à droite sur les images) que le primaire car le couplage thermique de ces fils avec le primaire est bien moins bon que pour le secondaire limitant l'effet de dissipateur. Enfin on voit que la température de fonctionnement maximale détectée par la caméra infrarouge ne dépasse pas  $82^{\circ}\text{C}$  ce qui est bien plus faible que la limite fixée de  $360\text{K}$  soit environ  $90^{\circ}\text{C}$  voulue dans l'outil d'optimisation.

On voit aussi sur les images thermiques que les parties du noyau magnétique en face des différents bobinages ont des températures différentes (plus chaude pour celle en face du secondaire). On voit ici que le modèle thermique fixant une température unique à tous les points d'une même partie du composant est insuffisant. En effet, il serait plus intéressant que le noyau magnétique soit découpé en plusieurs parties pour mieux rendre compte des ces gradients de température. Un modèle prenant en compte les différentes jambes du noyau ainsi que le découpage en deux parties de culasses soit 7 parties isothermes serait plus précis sans pour autant complexifier de façon importante la modélisation. Le même constat peut être fait pour les bobinages dont les températures diffèrent selon que l'on considère le primaire ou le secondaire. 4 autres nœuds seraient à considérer ici. Finalement un modèle thermique comportant 15 nœuds pourrait certainement offrir une meilleure précision. Reste encore à l'alimenter avec des paramètres corrects.

Pour autant, les résultats des mesures de températures en fonctionnement sur le composant LCT permettent de valider le modèle thermique de notre étude. En effet, ce modèle thermique même s'il est perfectible permet d'obtenir la valeur des température avec une erreur inférieure à  $10^{\circ}\text{C}$  ce qui est tout à fait acceptable dans une procédure d'optimisation en électronique de puissance.

Tableau V-10 MESURE DES TEMPERATURES DE FONCTIONNEMENT DU LCT

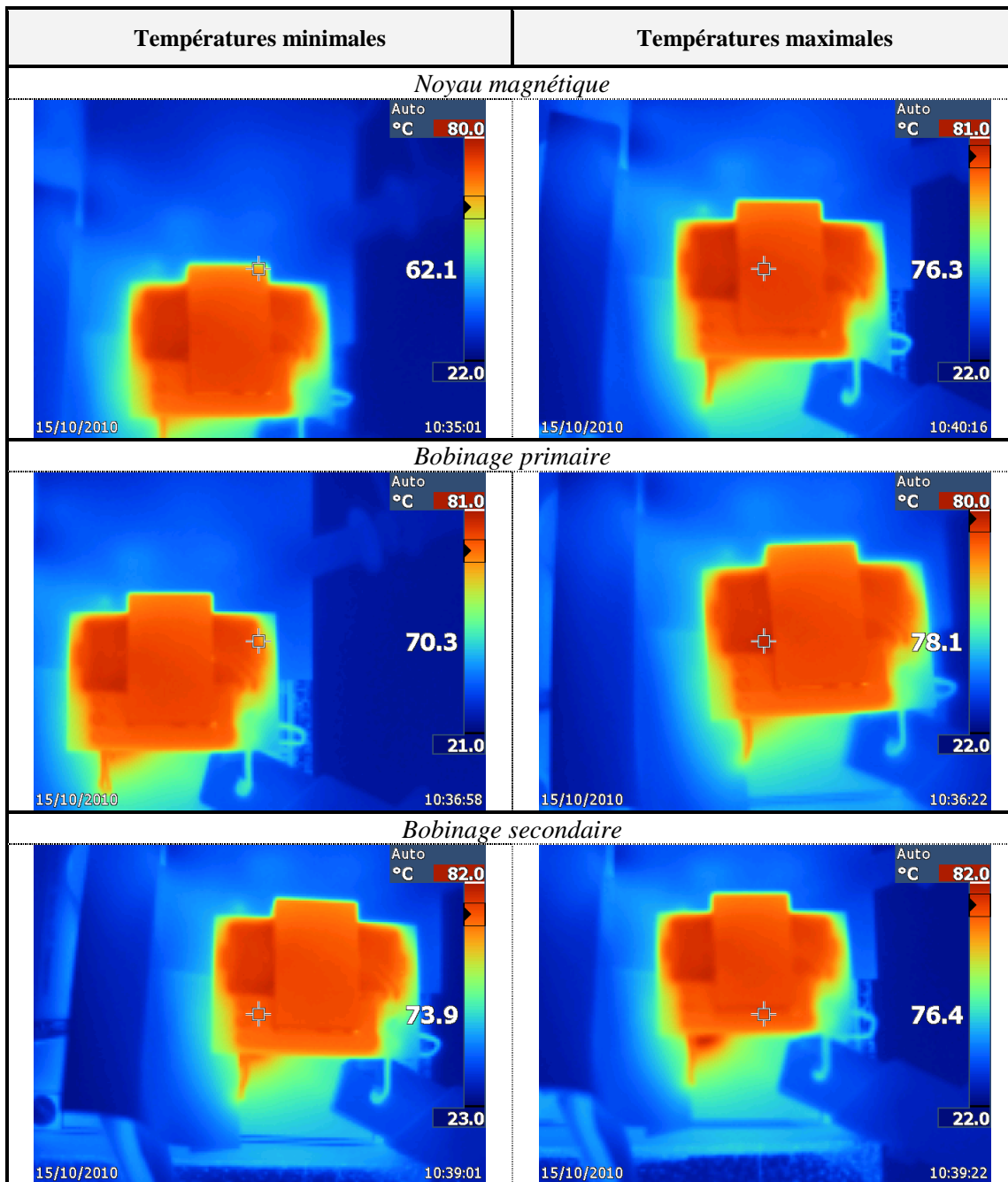


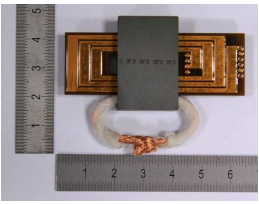
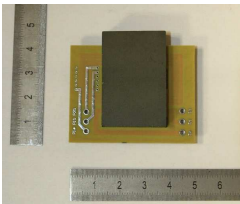
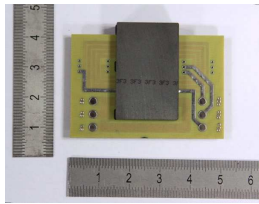
Tableau V-11. COMPARAISON DES TEMPERATURES MESUREES ET SIMULEES

Température (°C)	Modélisation ( $T_a = 27^\circ\text{C}$ )		Mesure ( $T_a \approx 22^\circ\text{C}$ )	
	Modèle simple	Modèle complexe	Température minimale	Température maximale
Noyau magnétique	72,9	68,2	62,1	76,3
Bobinage primaire	76,2	70,6	70,3	78,1
Bobinage secondaire	87,4	81,1	73,9	76,4

## V.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu exploiter les prototypes LCT réalisés et nous avons pu voir les différences entre la modélisation et la réalisation. Certains enseignements peuvent être tirés de ce travail. Tout d'abord, le prototype LCT A a été mal dimensionné en ce qui concerne l'inductance de fuite ce qui montre la nécessité de modéliser de façon plus approfondie les fuites dans un tel transformateur et plus précisément l'impact des têtes de bobines sur celles-ci. Ensuite le fonctionnement thermique du prototype B au sein de la structure DC-DC a montré l'impact de transferts thermiques complexes qui n'ont pas pu être modélisé en raison de l'hypothèse du refroidissement par le composant lui-même qui a été faite dans cette étude. Pousser plus loin cette modélisation nécessiterait de prendre en compte les drains thermiques que constitue les connexions mais aussi l'impact des autres composants de la structure qui peuvent être soit des sources de chaleur soit des freins au refroidissement en constituant, par exemple, des écrans aux flux de refroidissement. Malgré tout, les principes de modélisation et le fonctionnement du système ont été vérifiés conduisant à des validations expérimentales des modèles électrique et thermique. D'un point de vue de l'optimisation du volume, l'évaluation du volume de trois LCT réalisées pour fonctionner avec un même cahier des charges dont les résultats sont présentés dans le Tableau V-12 montrent que le prototype B réalisé dans ce travail possède un rendement 1% plus faible que celui réalisé précédemment au G2Elab mais permet de réduire de 40% le volume tout en respectant les contraintes de fonctionnement dont la plus importante la contrainte thermique.

Tableau V-12. EVALUATION DU VOLUME DES LCT SIMILAIRES

LCT de Goubier	Prototype A	Prototype B
		
Volume # 24.000 mm <sup>3</sup>	Volume # 22.000 mm <sup>3</sup>	Volume # 15.000 mm <sup>3</sup>

## Références du chapitre

- [KER-09] J.P. Keradec, « *Transformateur HF à n enroulements : identification expérimentale* », Technique de l'ingénieur, référence D3059, date de publication : 10 févr. 2009.
- [42CTQ030] Diode Schottky de redresseur: 30V 40A :  
[http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/4/2/C/T/42CTQ030-1.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/4/2/C/T/42CTQ030-1.shtml)
- [Agilent] Agilent Technologies, 4294A Precision Impedance analyser, 40 to 110 MHz :  
<http://www.home.agilent.com/agilent/home.jsp>
- [Altium] Altium designer version 6 : <http://www.altium.com/products/altium-designer>
- [AP9222] DuPont™ Pyralux® AP, All-Polyimide Flexible Laminate, Technical Data  
[http://www2.dupont.com/Pyralux/en\\_US/assets/downloads/pdf/APclad\\_H-73241.pdf](http://www2.dupont.com/Pyralux/en_US/assets/downloads/pdf/APclad_H-73241.pdf)
- [BTY01-400] Diode de redresseur rapide de rétablissement 1A-400V :  
[http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/B/Y/T/-/BYT-01-400.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/B/Y/T/-/BYT-01-400.shtml)
- [BTY03-400] Diode de redresseur rapide de rétablissement 3A-400V :  
[http://www.datasheetcatalog.net/datasheets\\_pdf/B/Y/T/0/BYT03-400.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/datasheets_pdf/B/Y/T/0/BYT03-400.shtml)
- [CIREP] CIREP™ - Groupe CIRE, Société de fabrication des circuits imprimés spéciaux et multicouches : <http://www.cire.fr/groupe/cirep.htm>
- [E32620] Ferroxcube, Ferrite planar Ecores, E32620, Technical Data  
<http://www.ferroxcube.com/prod/assets/planar.htm>
- [E38825] Ferroxcube, Ferrite planar Ecores, E38825, Technical Data  
<http://www.ferroxcube.com/prod/assets/planar.htm>
- [Fluke] FLUKE™ - Caméras infrarouges Ti25 : <http://fluke.com>
- [IRF740] Transistor MOSFET De Puissance De 5A/400V/0,550 Ohms/N-Canal :  
[http://www.datasheetcatalog.net/datasheets\\_pdf/I/R/F/7/IRF740.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/datasheets_pdf/I/R/F/7/IRF740.shtml)
- [IS410] Isola™ IS410 - Epoxy Laminate and Prepreg, Technical Data:  
<http://www.isola-group.com/images/file/DSIS410rev8-5.pdf>
- [OPTIK] optik-c™ – Société sous traitant des usinages de verre, quartz, céramique technique : <http://www.optik-c.fr>





# **Conclusion générale**

## **Conclusion**

Le fil directeur de cette thèse concerne l'optimisation du dimensionnement des composants passifs intégrés dans le but de minimiser l'encombrement de ceux-ci. Pour décrire l'ensemble des travaux que cet objectif a demandé, cinq chapitres ont été nécessaires :

Le premier chapitre a été consacré à un état de l'art sur les divers aspects de l'intégration des composants passifs ainsi que sur l'optimisation en électronique de puissance. Ainsi, différentes techniques de réalisation (PCB, LTCC) mais aussi les nouveaux matériaux pour l'intégration des composants passifs multicouches ont été présentés et leur mise en œuvre abordée. Toujours dans cet état de l'art, différentes méthodes de modélisation électromagnétique et thermique et d'optimisation des composants passifs ont été répertoriées afin de montrer les différentes facettes du travail d'optimisation envisagé. Ce chapitre se poursuit ensuite par une présentation des travaux de recherche sur les composants intégrés LCT réalisés au sein de l'équipe d'électronique de puissance du G2Elab. La dernière partie, quant à elle est réservée à une présentation du cahier des charges du composant devant être optimisé. Pour cela le principe de fonctionnement d'une structure DC-DC à résonance utilisant le composant LCT est présenté et les paramètres principaux du LCT sont déterminés. Ce premier chapitre aura été l'occasion de faire, dans un premier temps, un bilan sur les méthodes de modélisation électromagnétique et thermique des composants passifs ainsi que sur leur intégrabilité dans une boucle d'optimisation. Dans un deuxième temps, c'est l'aspect intégration des passifs qui est abordé pour ce finir par la présentation du support de cette étude : le LCT dans un convertisseur quasi résonnant.

Afin de comprendre le comportement électromagnétique des composants passifs, le deuxième chapitre a présenté nos travaux portant sur la modélisation électrodynamique du composant LCT. Pour établir un modèle analytique des pertes en fonctionnement du composant bobiné intégré, nous avons tout d'abord évalué les méthodes de modélisation classiques permettant d'obtenir les pertes cuivre à savoir les méthodes de Dowell et de Ferreira. Malheureusement, nous avons pu constater que ces méthodes sont peu précises dans le cas des composants planar faisant que nous avons dû rechercher d'autres représentations. De plus pour représenter correctement l'ensemble du comportement de ce composant il est nécessaire de disposer de modèles de pertes pouvant être interfaçables avec les données géométriques et thermiques du composant. Pour cela, nous avons adopté la modélisation par plaques afin de modéliser le comportement magnétique, électrique et électrostatique de ces composants. Cette méthode appelée LEEC permet d'établir un schéma équivalent à constantes localisées au composant pouvant être utilisé dans des simulateurs de type circuit et permet d'obtenir les pertes du composant en fonctionnement au sein d'un convertisseur d'électronique de puissance grâce à des simulations temporelles. Cette méthode présente de plus l'avantage de pouvoir être affinée

selon les besoins du modélisateur. Ainsi nous avons pu montrer qu'en poussant la modélisation plus loin en prenant en compte la position exacte des vias sur le circuit imprimé il était possible de rendre compte plus finement du comportement du composant. Enfin, cette modélisation LEEC nous permet d'obtenir les pertes dynamiques du composant grâce à la simulation in situ du composant dans des outils tels que PSIM®. Il est ainsi possible de séparer les pertes entre les différentes sources que sont les bobinages primaires et secondaire, le noyau magnétique ou les diélectriques. L'utilisation de ce modèle pour l'optimisation est de plus tout à fait envisageable dès lors que le couplage entre le logiciel PSIM et un outil informatique permettant d'effectuer d'une boucle d'optimisation est possible.

Le troisième chapitre est concentré à la modélisation thermique des composants passifs intégrés. La compréhension du comportement thermique est très importante pour l'optimisation de ces composants car la thermique intervient comme la contrainte principale à la miniaturisation des dispositifs électriques. Au cours de notre travail, nous avons tout d'abord étudié la théorie de la thermique afin de comprendre les principes de modélisation des phénomènes du transfert thermique. Les lois de la conduction, du rayonnement et de la convection nous ont conduit dans la suite à établir un modèle thermique nodale comprenant des résistances thermiques non linéaires (valeurs dépendantes de la température). Ce modèle, implanté sous Matlab®, permet de modéliser la température de travail des parties principales du composant telles que : le noyau magnétique, les enroulements primaires et l'enroulement secondaire. Le modèle non linéaire permet aussi d'analyser la nature des calories transférées vers l'air ambiant d'un composant refroidi par convection naturelle et par rayonnement. En faisant des tests sur un composant planar, nous avons finalement simplifié le modèle thermique non linéaire en un modèle nodal linéaire. La simplification du modèle permet d'accroître la convergence des résultats lors de couplage du modèle thermique avec le modèle électrique dans la boucle d'optimisation mais toujours en garantissant une précision acceptable (moins de 10°C d'erreur).

Le quatrième chapitre a eu pour objectif de présenter les études sur l'optimisation du dimensionnement des composants LCT. En se basant sur les modèles électrique et thermique développés dans les chapitres précédents nous avons réalisé sous Matlab® un programme effectuant la boucle d'optimisation. Pour réaliser le couplage entre PSIM et Matlab, nous avons utilisé les modules complémentaires de ces deux logiciels : Simcoupler fournit par PSIM et Simulink dans Matlab. L'avantage de ces outils est la simplification et la robustesse du couplage. L'outil d'optimisation se compose donc de trois modèles élémentaires : un modèle géométrique permettant de décrire toutes les dimensions ainsi que les contraintes géométriques du composant ; un modèle électrique effectué par simulation schématique sous PSIM permettant de calculer les pertes en fonctionnement et d'estimer l'induction maximale en fonctionnement

dans le noyau magnétique ; un modèle thermique permettant de déterminer la température de travail des parties principales du composant. En utilisant un algorithme d'optimisation basé sur des méthodes déterministes, nous pouvons effectuer des optimisations du dimensionnement pour obtenir les dimensions optimisées du composant. Dans cette étude, l'outil d'optimisation n'a pas pris en compte les paramètres discrets du composant tels que le nombre de spires et le nombre de couches des enroulements en raison, d'une part, de la particularité du modèle électrique (le nombre de couches et la connexion des couches doit être fixé car ils influent sur la topologie du schéma équivalent) et, d'autre part, de la simplification du problème d'optimisation (le nombre de spires présente une nature de variation très différente des variables géométriques faisant que la prise en compte de ce nombre dans l'outil nécessiterait un gros travail complémentaire pour garantir la convergence de l'optimisation). Aussi pour ces raisons nous avons fait le choix de dimensionner ces paramètres discrets hors la boucle d'optimisation. Dans la dernière partie du chapitre, nous avons effectué quelques optimisations du dimensionnement de composants LCT pour répondre au cahier des charges donné au chapitre I. Nous avons essayé d'utiliser différents matériaux innovants pour l'intégration des composants LCT et les résultats obtenus montrent que le matériau Kapton est bien adapté à cette application. Pour compléter ce travail, plusieurs optimisations ont été effectuées afin d'analyser l'influence de l'épaisseur des couches diélectriques et de cuivre sur le dimensionnement ainsi que sur les performances du composant. Finalement nous arrivons à optimiser un LCT grâce à des films de Kapton d'épaisseur  $25\mu\text{m}$  et métallisés par  $70\mu\text{m}$  de cuivre sur chaque face.

Suite aux résultats obtenus par l'outil d'optimisation, nous avons fait réaliser deux prototypes de LCT. Ces prototypes ont fait l'objet de diverses études expérimentales présentées au dernier chapitre. Tout d'abord ils ont été caractérisés grâce à des mesures effectuées sur un pont d'impédance. Les mesures ont montré que le composant dimensionné présente des caractéristiques correctes pour le rapport de transformation et la capacité intégrée. En revanche, les inductances de fuites ont mal été estimées ce qui montre les limites de modélisation par la méthode LEEC. Une validation des comportements fréquentiels du modèle a ensuite été conduite et a mis en évidence la mauvaise représentation des effets de proximité de la méthode LEEC simplifiée. En effet, en homogénéisant les spires d'une couche, cette méthode masque les effets de proximités. Toutefois, il est à noter que lorsque l'on prend en compte l'intégralité des bobinages dans un modèle que l'on a alors qualifié de complexe, cette méthode permet d'obtenir des résultats très satisfaisants. Malgré tout cette méthode permet d'évaluer les pertes en fonctionnement du composant LCT dans son convertisseur. La suite des travaux de test a consisté en la mesure des températures en fonctionnement du composant et à la confrontation de ces résultats avec les valeurs déterminées par l'outil de modélisation. Ces mesures réalisées par une caméra infrarouge ont montré que notre modélisation thermique permet d'obtenir une

précision acceptable. Pourtant l'hypothèse du refroidissement par le composant seul qui a été adoptée dans cette étude s'est montrée erronée en réalité et nécessite une étude complémentaire sur l'impact thermique des autres éléments de la structure (les drains thermiques des connexions d'une part et les masques au refroidissement d'autre part).

Toutefois, nous obtenons grâce à cette modélisation et cette optimisation volumique un composant dont le volume a été réduit de 40% par rapport au dimensionnement classique tout en maîtrisant correctement les pertes et les températures aux différents points de celui-ci

## **Perspectives**

De nombreuses perspectives peuvent être dégagées de ce qui précède. Elles concernent les trois parties de ce travail que nous allons reprendre ci-après :

Tout d'abord en ce qui concerne le modèle électrique, il apparaît indispensable si l'on veut progresser de modéliser analytiquement l'inductance de fuite des composants passifs tels que ce LCT pour pouvoir contrôler correctement leur comportement électrodynamique. Cette évolution se fera en décrivant les fuites liées principalement aux têtes de bobines et en incluant l'influence de celles-ci dans la méthode LEEC.

Ensuite la modélisation thermique demande, elle aussi quelques améliorations afin de mieux rendre compte de la répartition de la température dans le composant. Ceci sera certainement possible grâce à une décomposition en un nombre d'éléments plus importants liés par un modèle de type nodal. Il sera ainsi possible de faire apparaître des points chauds par exemple et de les prendre en compte dans une procédure d'optimisation. Une deuxième perspective de la modélisation thermique est qu'il faut modéliser de façon plus réaliste l'environnement immédiat du composant afin d'évaluer plus finement les conditions de son refroidissement qu'elles soient par un drain thermique tel qu'une connexion électrique ou au contraire un frein au refroidissement par un masque empêchant l'air de circuler.

Enfin, l'outil d'optimisation doit être complété pour pouvoir prendre en compte plusieurs paramètres tels que le nombre de spires ou le nombre de couches permettant ainsi de lâcher complètement l'optimisation. Il sera alors nécessaire de se poser des questions sur la mise en place d'un modèle électrique dont la topologie du schéma sera variable au gré de l'optimisation. Cette variation sera vraisemblablement une difficulté majeure pour la convergence des simulations électriques nécessaires à l'optimisation si ce type de modélisation circuit est conservé. D'autres approches d'optimisation utilisant d'autres fonctions objectifs seraient aussi à conduire pour rechercher des optimums non plus volumiques mais énergétiques. Enfin, d'autres pistes de réalisation des LCT seraient abordables par cette modélisation et cette optimisation en particulier les techniques LTCC dont le caractère planar est similaire à celui des techniques PCB

mais dont les caractéristiques très différentes de matériaux mis en œuvre pourraient conduire à des composants optimisés dont les caractéristiques géométriques sont très différentes.

Finalement si l'on souhaite aller plus loin et effectuer une optimisation de tout un système dans le but de concevoir un convertisseur à forte puissance volumique il va être nécessaire de résoudre un problème d'optimisation impliquant un grand nombre de variables de nature très différentes qui devront aller des composants passifs aux composants actifs. Pour cela, il est fort probable que les algorithmes de type gradient soient rapidement dépassés que seuls les algorithmes génétiques soient aptes à répondre à une telle demande.

# Annexes

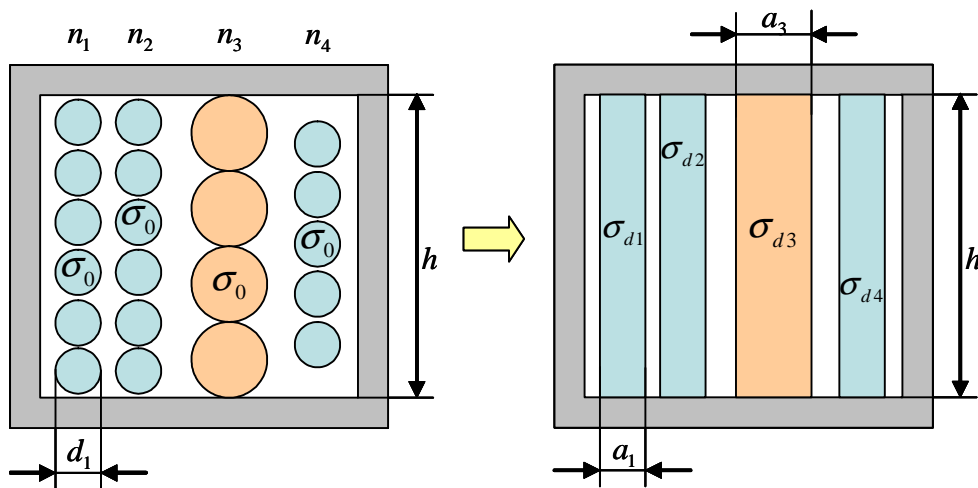
Annexe A : Modélisation des pertes cuivre d'un transformateur par la méthode de Dowell....	192
Annexe B : Modélisation des pertes cuivre d'un transformateur par la méthode de Ferreira...	196
Annexe C : Rappel des mathématiques de base de l'optimisation numérique.....	199
Annexe D : Dessin des couches PCB des bobinages .....	203
Annexe E : Dessin des circuits magnétiques.....	207



# Annexe A.

## Modélisation des pertes cuivre d'un transformateur par la méthode de Dowell

L'idée directrice de la méthode de Dowell est d'homogénéiser des conducteurs ronds bobinés en une plaque rectangulaire en adaptant la conductivité électrique. Ceci permet une solution simplifiée des équations de Maxwell appliquées à ces plaques.



**Figure A-1. Homogénéisation des conducteurs identiques en plaque**

L'expression de l'homogénéisation de  $n$  conducteurs ronds en une plaque passe par la détermination de l'épaisseur des plaques, lié au diamètre des conducteurs (A-1) et à la détermination de la conductivité des plaques afin de garantir une même résistance en continu au bobinage (A-2).

$$a = \sqrt{\pi} \frac{d}{2} \quad (\text{A-1})$$

$$\sigma_d = \sigma_0 \frac{n \cdot \sqrt{\pi} \frac{d}{2}}{h} \quad (\text{A-2})$$

En considérant que les directions des champs électrique et magnétique sont unidirectionnelles (Figure A-2), on peut déduire les expressions harmoniques de ces champs dans les plaques :

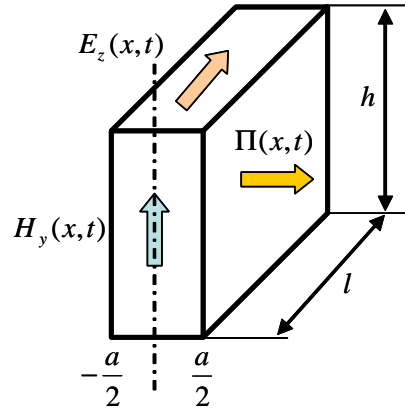


Figure A-2. Direction des vecteurs des champs et flux énergétique à travers d'une plaque

$$H_y(x, f) = A.ch\left((1+j)\frac{x}{\delta}\right) + B.sh\left((1+j)\frac{x}{\delta}\right) \quad (\text{A-3})$$

$$E_z(x, f) = \mu_0 \cdot j\omega \frac{\delta}{(1+j)} \left[ A.sh\left((1+j)\frac{x}{\delta}\right) + B.ch\left((1+j)\frac{x}{\delta}\right) \right] \quad (\text{A-4})$$

A et B sont les conditions aux limites des champs à l'extrémité des couches,  $\delta$  est l'épaisseur de peau du matériau conducteur à la fréquence harmonique  $f$ .

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0}} \quad (\text{A-5})$$

$$A_i = \frac{H_{prox_i}}{ch\left((1+j)\frac{a}{2\delta}\right)} \quad (\text{A-6})$$

$$B_i = \frac{H_{prop_i}}{sh\left((1+j)\frac{a}{2\delta}\right)} \quad (\text{A-7})$$

La puissance dissipée dans un domaine  $\Omega$  s'exprime à partir du vecteur de Poynting, en l'appliquant à une plaque d'épaisseur  $a$  ce qui donne la puissance dissipée dans cette plaque:

$$S = P + j.Q = \iiint_{\Omega} \vec{\Pi} \cdot \vec{n} \cdot d\Omega = \iiint_{\Omega} (\vec{E} \times \vec{H}) \cdot d\Omega \quad (\text{A-8})$$

$$S = h.l. \left[ \Pi\left(\frac{a}{2}\right) - \Pi\left(-\frac{a}{2}\right) \right] \quad (\text{A-9})$$

A partir des expressions analytiques de  $H_y(x, f)$  et  $E_z(x, f)$ , on démontre que la puissance totale est la somme des puissances générées par chaque composante vectorielle. Ce qui permet de vérifier le théorème d'orthogonalité pour les puissances :

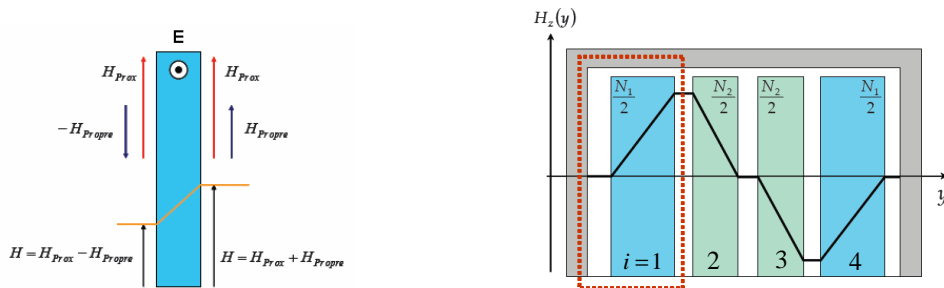
$$S = S_{prop} + S_{prox} = (P_{prop} + P_{prox}) + j.(Q_{prop} + Q_{prox}) \quad (\text{A-10})$$

Les expressions analytiques suivantes sont utilisées pour déterminer les pertes cuivre du composant magnétique bobiné. Elles peuvent remplacer les expressions initiales de Dowell [DOW-66]

Tableau A-1. EXPRESSION DE PUISSANCE DES CHAMPS PROPRE ET DE PROXIMITE

Puissances	Champ propre	Champ de proximité
<b>Active</b>	$P_{prop_i} = \frac{H_{prop_i}^2 . h.l}{\sigma . \delta} \left[ \frac{sh\left(\frac{a}{\sigma}\right) + \sin\left(\frac{a}{\sigma}\right)}{ch\left(\frac{a}{\sigma}\right) - \cos\left(\frac{a}{\sigma}\right)} \right]$	$P_{prox_i} = \frac{H_{prox_i}^2 . h.l}{\sigma . \delta} \left[ \frac{sh\left(\frac{a}{\sigma}\right) - \sin\left(\frac{a}{\sigma}\right)}{ch\left(\frac{a}{\sigma}\right) + \cos\left(\frac{a}{\sigma}\right)} \right]$
<b>Réactive</b>	$Q_{prop_i} = \frac{H_{prop_i}^2 . h.l}{\sigma . \delta} \left[ \frac{sh\left(\frac{a}{\sigma}\right) - \sin\left(\frac{a}{\sigma}\right)}{ch\left(\frac{a}{\sigma}\right) - \cos\left(\frac{a}{\sigma}\right)} \right]$	$Q_{prox_i} = \frac{H_{prox_i}^2 . h.l}{\sigma . \delta} \left[ \frac{sh\left(\frac{a}{\sigma}\right) + \sin\left(\frac{a}{\sigma}\right)}{ch\left(\frac{a}{\sigma}\right) + \cos\left(\frac{a}{\sigma}\right)} \right]$

Où  $H_{prop}$  et  $H_{prox}$  sont les champs dus à l'effet de peau (propre) et de proximité à l'extrémité des plaques conductrices. Ils sont calculés en faisant l'hypothèse d'une variation linéaire du champ magnétique dans les plaques conductrices, d'un champ constant homogène et uniforme dans les couches isolantes. D'abord les champs moyens à l'extrémité des couches conductrices sont déterminés grâce au théorème d'Ampère appliqué sur un contour enlaçant tout ou une partie des bobinages et se refermant à travers des couches isolant et le noyau magnétique Figure V-5.



a. Dissociation des effets propres et de proximité sur la plaque

b. Variation de champ magnétique dans la fenêtre de bobinage

Figure V-5. Distribution de champs électriques dans un transformateur bobiné [LEF-04]

Le théorème d'Ampère présenté s'écrit :

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = H_{fer} \cdot l_{fer} + H \cdot l_{air} = \sum N \cdot I \quad (\text{A-11})$$

En supposant que le noyau magnétique a une perméabilité infinie par rapport à l'isolant. Nous obtenons les champs dans les couches isolantes ainsi qu'aux surfaces inférieures et latérales des couches conductrices.

$$H_{fer} = \frac{B_{fer}}{\mu_0 \cdot \mu_r} \approx 0 \quad (\text{A-12})$$

$$H = \frac{\sum N \cdot I}{l_{air}} \quad (\text{A-13})$$

Les champs propres et de proximité à l'extrémité des couches sont déterminés par l'expression suivante :

$$H_{prop_i} = \frac{H_{i+1} - H_i}{2} \quad (\text{A-14})$$

$$H_{prox_i} = \frac{H_{i+1} + H_i}{2} \quad (\text{A-15})$$

La résistance AC des bobinages d'un transformateur de  $m$  couches qui représente l'évolution des pertes joules dans le composant en fonction de la fréquence s'en déduit en faisant l'hypothèse que les courants sont sinusoïdaux d'amplitude  $I$  et de valeur efficace  $I_{eff} = I / \sqrt{2}$  :

$$R_{AC}(f) = \frac{\sum_{i=1}^m (P_{prop_i} + P_{prox_i})}{I_{eff}^2} \quad (\text{A-16})$$

De plus, la puissance réactive peut être analysée pour évaluer l'inductance de fuite du transformateur. En réalité, l'énergie stockée dans les couches isolantes représente les fuites du composant et la majorité de ces fuites apparaissent en puissance réactive (et sont donc représentées par un inductance de fuite dans le schéma électrique équivalent du composant). En négligeant les pertes joules liées aux effets électrostatiques, les puissances réactives dans les couches diélectriques s'expriment comme suit:

$$Q_{isolant} = \frac{1}{2} \mu_0 \cdot \omega \cdot H_{isolant}^2 \cdot h \cdot l \cdot e_{isolant} \quad (\text{A-17})$$

Ce qui permet de déterminer l'inductance de fuite du transformateur :

$$L_f = \frac{2 \cdot \sum_{i=1}^m (Q_{prop_i} + Q_{prox_i} + Q_{isolant_i})}{\omega \cdot I^2} \quad (\text{A-18})$$

# Annexe B.

## Modélisation des pertes cuivre d'un transformateur par la méthode de Ferreira

Cette méthode se base sur la solution exacte des courants induits dans un conducteur cylindrique par la fonction de Kelvin – Bessel. Elle est typiquement utilisée pour déterminer les pertes AC dans les conducteurs bobinés de type rond (fils cylindriques émaillés, fils de Litz). Le théorème d'orthogonalité est utilisé pour calculer les pertes provenant de deux origines distinctes : l'effet de peau et l'effet de proximité. La résistance des conducteurs dans les composants magnétiques (transformateur, inductance) est ensuite analytiquement déduite [Fer-94].

Une fonction de Kelvin - Bessel est une racine de l'équation différentielle du deuxième ordre décrit en (B-1). Ces fonctions sont souvent utilisées dans le domaine de l'électromagnétisme pour résoudre les équations de Maxwell appliquées aux conducteurs cylindriques.

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + x \frac{dy}{dx} - (j.x^2 - v^2)y = 0 \quad (\text{B-1})$$

La solution de cette équation est de forme suivant, le nombre d'entier  $n$  s'exprime l'ordre de la fonction:

$$y(x) = ber_n(x) + j.bei_n(x) \quad (\text{B-2})$$

Les expressions de  $ber_n(x)$  et  $bei_n(x)$  sont:

$$ber_n(x) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\cos\left(\pi\left(\frac{3n}{4} + \frac{p}{2}\right)\right)}{p! \prod (n+p+1)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2p+n} \quad (\text{B-3})$$

$$bei_n(x) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\sin\left(\pi\left(\frac{3n}{4} + \frac{p}{2}\right)\right)}{p! \prod (n+p+1)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2p+n} \quad (\text{B-4})$$

Considérons un conducteur rond isolé soumis à un champ magnétique uniforme et perpendiculaire à l'axe du conducteur. Son champ magnétique propre est le siège de l'effet de peau, l'augmentation de la résistance par rapport au régime continu due à cet effet est calculée par l'expression exacte suivante :

$$R_{skin} = \frac{R_{dc} \cdot \gamma}{2} \frac{ber_0(\gamma).bei_0^*(\gamma) - bei_0(\gamma).ber_0^*(\gamma)}{ber_0^{*2}(\gamma) + bei_0^{*2}(\gamma)} \quad (\text{B-5})$$

Avec  $d$  est diamètre du conducteur ;  $\delta$  est l'épaisseur de peau à la fréquence harmonique  $f$  et  $\gamma$  est une variable électro-géométrique du conducteur dont l'expression est donnée ci-dessous :

$$\gamma = \frac{d}{\delta\sqrt{2}} \quad (\text{B-6})$$

$$ber_n^*(\gamma) = \frac{\partial}{\partial \gamma} ber_n(\gamma) \quad (\text{B-7})$$

$$bei_n^*(\gamma) = \frac{\partial}{\partial \gamma} bei_n(\gamma) \quad (\text{B-8})$$

Si le conducteur cylindrique est remplacé par un conducteur à section carrée équivalent, la résistance du conducteur est calculée par l'expression suivante :

$$R_{skin} = \frac{R_{dc} \cdot \xi}{2} \frac{\sinh \xi + \sin \xi}{\cosh \xi - \cos \xi} \quad (\text{B-9})$$

Où  $\xi$  est une grandeur sans dimension :

$$\xi = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \cdot \frac{d}{\delta} \quad (\text{B-10})$$

Les pertes dues à l'effet de peau (champ propre) sont déterminées par :

$$P_{prop} = R_{skin} I_{eff}^2 \quad (\text{B-11})$$

Les pertes dues à l'effet de proximité sont proportionnelles au champ créé par les courants qui parcourent dans les conducteurs voisins dans la quelle  $H_e$  est le champ maximale créée par les conducteur voisins d'un conducteur.

$$P_{prox} = G.H_e^2 I_{cond} \quad (\text{B-12})$$

De façon moyenne approximative, quand on suppose que le champ magnétique est unidirectionnel et tangentiel aux couches conductrices, le champ maximal  $H_e$  est approximé par l'expression suivante :

$$H_{e_i} = \frac{1}{2}(H_i + H_{i+1}) \quad (\text{B-13})$$

Dans le cas d'un conducteur cylindrique, le coefficient  $G$  s'exprime :

$$G = \frac{-2\pi \cdot \gamma}{\sigma} \frac{ber_2(\gamma) \cdot ber_0^*(\gamma) - bei_2(\gamma) \cdot bei_0^*(\gamma)}{ber_0^2(\gamma) + bei_0^2(\gamma)} \quad (\text{B-14})$$

L'expression du facteur  $G$  pour un conducteur à section rectangulaire équivalent :

$$G = \frac{\sqrt{\pi} \cdot d \cdot \xi}{2 \cdot \sigma} \cdot \frac{\sinh \xi - \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi} \quad (\text{B-15})$$

La résistance AC des enroulements d'un transformateur parfait (la fenêtre de bobinage est bien remplie de conducteurs cylindriques) s'écrit alors:

$$R_{AC}(f) = \frac{\sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^n (P_{prop_{ik}} + P_{prox_{ik}})}{I_{eff}^2} \quad (\text{B-16})$$

L'expression analytique de  $R_{AC}$  est présentée dans l'expression suivante :

$$R_{AC} = \frac{R_{dc} \cdot \gamma}{2} \left[ \frac{ber(\gamma) \cdot bei'(\gamma) - bei(\gamma) \cdot ber'(\gamma)}{ber^2(\gamma) + bei^2(\gamma)} - \right. \\ \left. - 2\pi(2m-1)^2 \frac{ber_2(\gamma) \cdot ber'(\gamma) - bei_2(\gamma) \cdot bei'(\gamma)}{ber^2(\gamma) + bei^2(\gamma)} \right] \quad (\text{B-17})$$

# Annexe C.

## Rappel des mathématiques de base de l'optimisation numérique

Nous rappelons dans cette annexe les expressions mathématiques de base pour le traitement des vecteurs, des matrices et des fonctions à multi variables. Ces éléments sont largement utilisés dans le domaine de l'optimisation continue.

Tout d'abord, un vecteur de  $n$  nombres réels  $x \in \mathfrak{R}^n$  est défini par défaut sous forme une colonne, son transposé est un vecteur d'une ligne :

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad (\text{C-1})$$

$$x^T = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n] \quad (\text{C-2})$$

Une fonction à  $n$  variables indépendantes donne une image d'un domaine  $D \subset \mathfrak{R}^n$  à l'espace  $\mathfrak{R}^m$ . Dans le cas de cette étude, on ne traite que des fonctions  $f(x)$  à valeur réel, c'est-à-dire à une dimension ( $m = 1$ ):

$$\begin{aligned} f : \mathfrak{R}^n &\rightarrow \mathfrak{R} \\ x \in D &\rightarrow f(x) \end{aligned} \quad (\text{C-3})$$

Avec ces définitions, une fonction  $f(x)$  est continue en  $x_0$  lorsque l'expression suivante est satisfaite :

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} f(x_0 + \Delta x) = f(x_0) \quad (\text{C-4})$$

La fonction  $f(x)$  est dite dérivable en  $x_0$  s'il existe un vecteur  $g \in \mathfrak{R}^n$  satisfaisant à l'expression suivante :

$$\lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{f(x_0 + \Delta x) - f(x_0) - g^T \Delta x}{\|\Delta x\|} = 0 \quad (\text{C-5})$$



On appelle  $g$  lorsqu'il existe, le gradient de la fonction  $f(x)$  en  $x_0$ . En général, le gradient d'une fonction est exprimé comme un vecteur des dérivées partielles :

$$\nabla f(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial x_1} \\ \vdots \\ \frac{\partial f}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (\text{C-6})$$

La matrice des dérivées partielles à deuxième ordre d'une fonction  $f(x)$  est appelée la matrice de Hessian :

$$H_{f(x)} = \nabla^2 f(x) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 f}{\partial x_1^2} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_2} & \dots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_1 \partial x_n} \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_1} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2^2} & \dots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_2 \partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_1} & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n \partial x_2} & \dots & \frac{\partial^2 f}{\partial x_n^2} \end{bmatrix} \quad (\text{C-7})$$

Dernièrement, nous rappelons à la série de Taylor d'une fonction : pour une fonction à une variable réelle  $f(x)$  continue et dérivable jusqu'au  $m$ -ième ordre au voisinage du point  $x_0$ . La série de Taylor de  $f(x)$  s'écrit:

$$f(x) = f(x_0) + \frac{f'(x_0)}{1!}(x-x_0) + \dots + \frac{f^{(m)}(x_0)}{m!}(x-x_0)^m \quad (\text{C-8})$$

Quand  $f(x)$  est une fonction à multi variables, l'expression de la série de Taylor devient plus complexe et peut être sous forme matricielle. Dans la plupart des cas d'optimisation, on ne s'intéresse que jusqu'à deuxième ordre et la série de Taylor de  $f(x)$  s'écrit comme suit avec  $\Delta x = x - x_0$  :

$$f(x) = f(x_0) + \nabla f(x)^T \cdot \Delta x + \frac{1}{2} \Delta x^T \cdot H_{f(x_0)} \cdot \Delta x \quad (\text{C-9})$$

Les expressions ci-dessus sont utilisées dans la théorie d'optimisation linéaire que nous allons présenter dans les paragraphes suivants.

Ayant les expressions de base présentées ci-dessus, on peut brièvement présenter les méthodes et les algorithmes de base de l'optimisation numérique. Tout d'abord un problème d'optimisation s'écrit sous une forme mathématique comme la minimisation d'une fonction, la maximisation d'une fonction est déduite par la minimisation de sa valeur négative. Cette minimisation est enfin déduite du problème à résoudre d'une équation de la dérivée de la fonction :

$$\min_x f(x) \Leftrightarrow \nabla f(x) = 0 \quad (\text{C-10})$$

L'équation à résoudre est souvent non linéaire et plusieurs méthodes peuvent être utilisées. Citons par exemple les méthodes itératives de Newton et quasi Newton. Le principe de ces méthodes consiste à déterminer l'itération suivante par la dérivée 2ème de la fonction initiale. Considérons  $x^*$  un minimum local de  $f(x)$ , le développement de Taylor de cette fonction à  $x^*$  s'écrit :

$$f(x^* + \Delta x) = f(x^*) + \nabla f(x^*) \cdot \Delta x + \frac{1}{2} \Delta x^T \cdot H_{f(x^*)} \cdot \Delta x \quad (\text{C-11})$$

La fonction  $f(x)$  est minimale à  $x^*$  quand :

$$\frac{\partial f(x^* + \Delta x)}{\partial f \Delta x} = \nabla f(x^*) + H_{f(x^*)} \cdot \Delta x = 0 \quad (\text{C-12})$$

Grâce à cette équation on déduit le pas de l'itération  $k$  :

$$\Delta x = x_{k+1} - x_k = H_{f(x_k)}^{-1} \cdot \nabla f(x_k) \quad (\text{C-13})$$

En réalité, un problème d'optimisation a souvent de contraintes, il s'écrit sous forme mathématique générale comme suit :

$$\min_x f(x) \text{ sous contraintes } \begin{cases} h(x) = 0 \\ g(x) \leq 0 \end{cases} \quad (\text{C-14})$$

Comment résoudre ce système ? Généralement on se base sur la théorie de Karush-Kuhn-Tucker ou bien KKT afin de transférer un problème d'optimisation sous contraintes en un problème sans contrainte. Selon cette théorie on définit une fonction dite fonction de Lagrange qui comprend la fonction objectif initiale et les contraintes :

$$L(x, \lambda, \mu) = f(x) + \lambda \cdot g(x) + \mu \cdot h(x) \quad (\text{C-15})$$

Où les termes ajoutés  $\lambda, \mu$  sont appelés les multiplicateurs de Lagrange. Les conditions de Karush-Kuhn-Tucker (ou équation KKT) est définit : quand  $x^*$  est un local minimal du problème (C-14), il existe des multiplicateurs de Lagrange  $\lambda^*, \mu^*$  étant satisfaits aux conditions suivantes :

$$\begin{cases} \nabla L(x^*, \lambda^*, \mu^*) = 0 \\ \nabla f(x^*) = 0 \\ g(x^*) \leq 0 \\ h(x^*) = 0 \\ \forall \lambda^* \geq 0 \\ \forall \lambda^* g(x^*) = 0 \end{cases} \quad (\text{C-16})$$

Cette théorie permet de transférer le problème d'optimisation sous contraintes en (C-14) par un problème d'optimisation sans contrainte :

$$\min_{x,\lambda,\mu} L(x, \lambda, \mu) \Leftrightarrow \nabla L(x, \lambda, \mu) = 0 \quad (\text{C-17})$$

Il est à noter que les théories présentées dans cette annexe ne sont valables que pour des problèmes d'optimisation numérique continue. Les optimums trouvés sont tous locaux. Un problème d'optimisation des variables non continue (les entiers par exemple) ou les optimisations globales utilisant des algorithmes génétiques sont loin de cette étude.

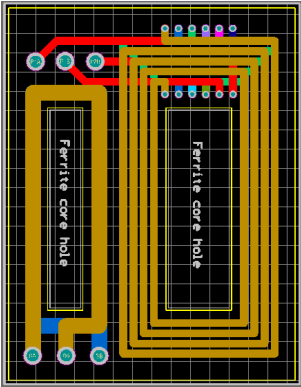
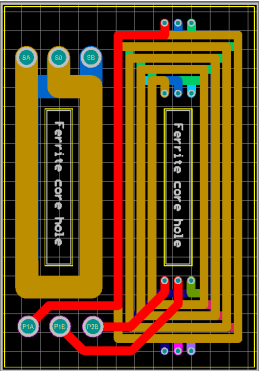
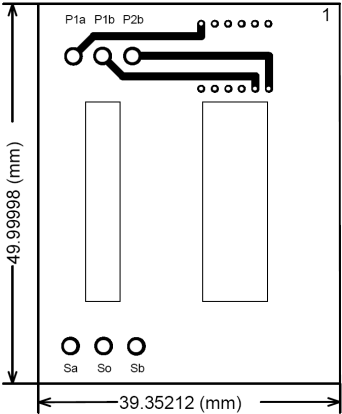
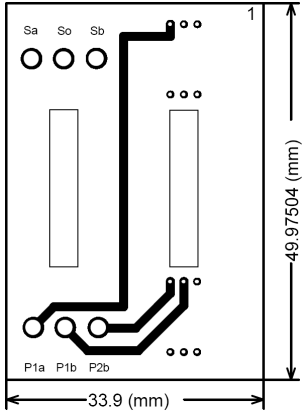
### Références :

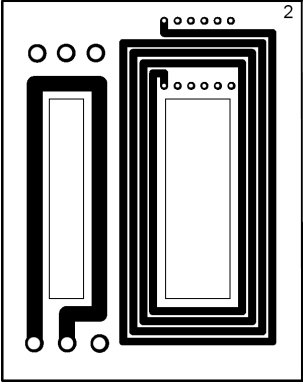
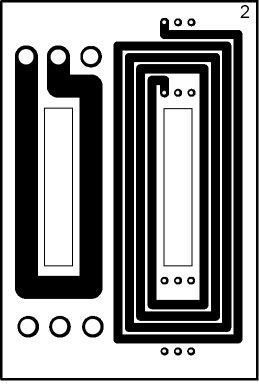
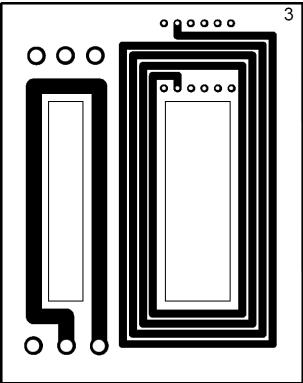
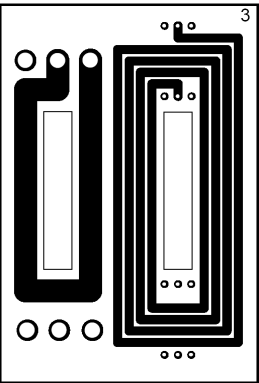
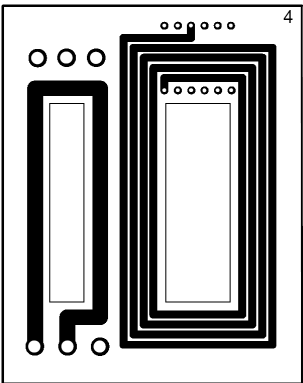
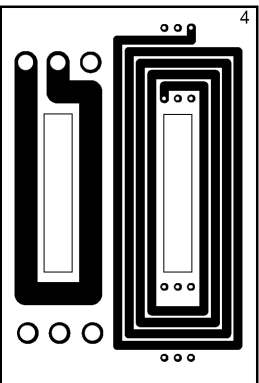
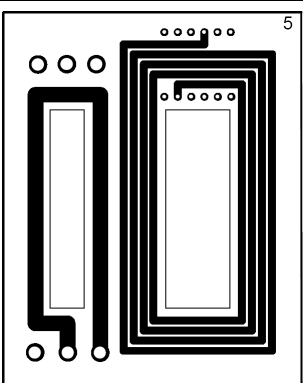
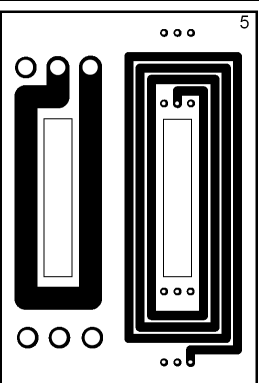
- [1] Wikipedia, l'encyclopédie ouverte : <http://wikipedia.org>
- [2] The MathWorks<sup>TM</sup> – Optimization Algorithms and Examples:  
<http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/optim/ug/brnoxr7.html>
- [3] J. Nocedal, S.J. Wright, “*Numerical optimization*”, Springer, 1999.

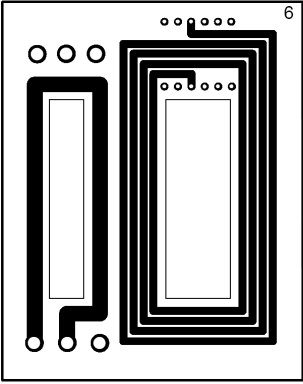
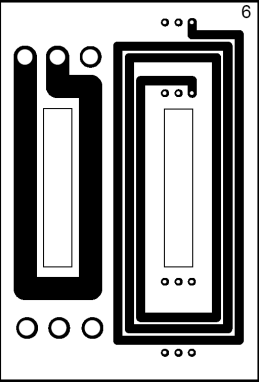
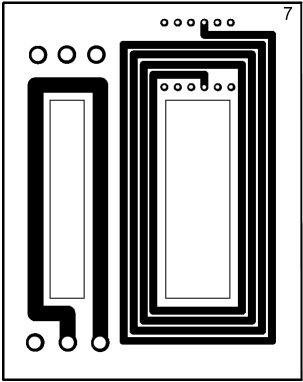
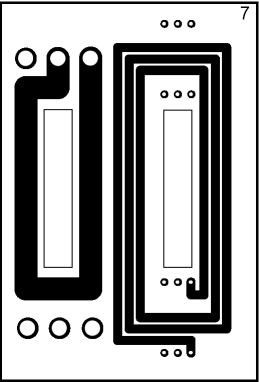
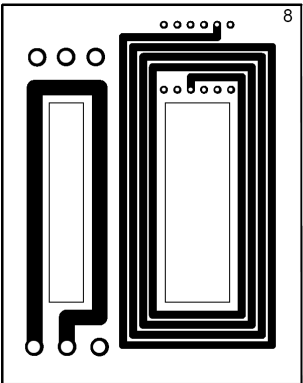
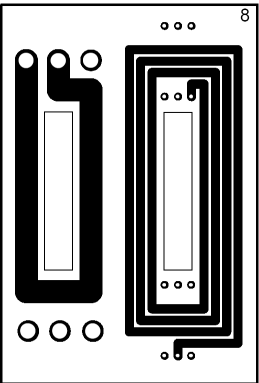
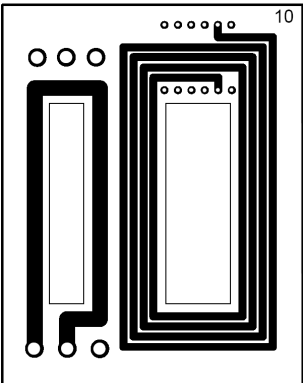
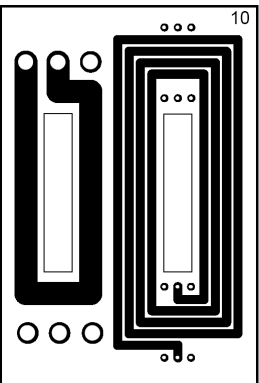
## Annexe D.

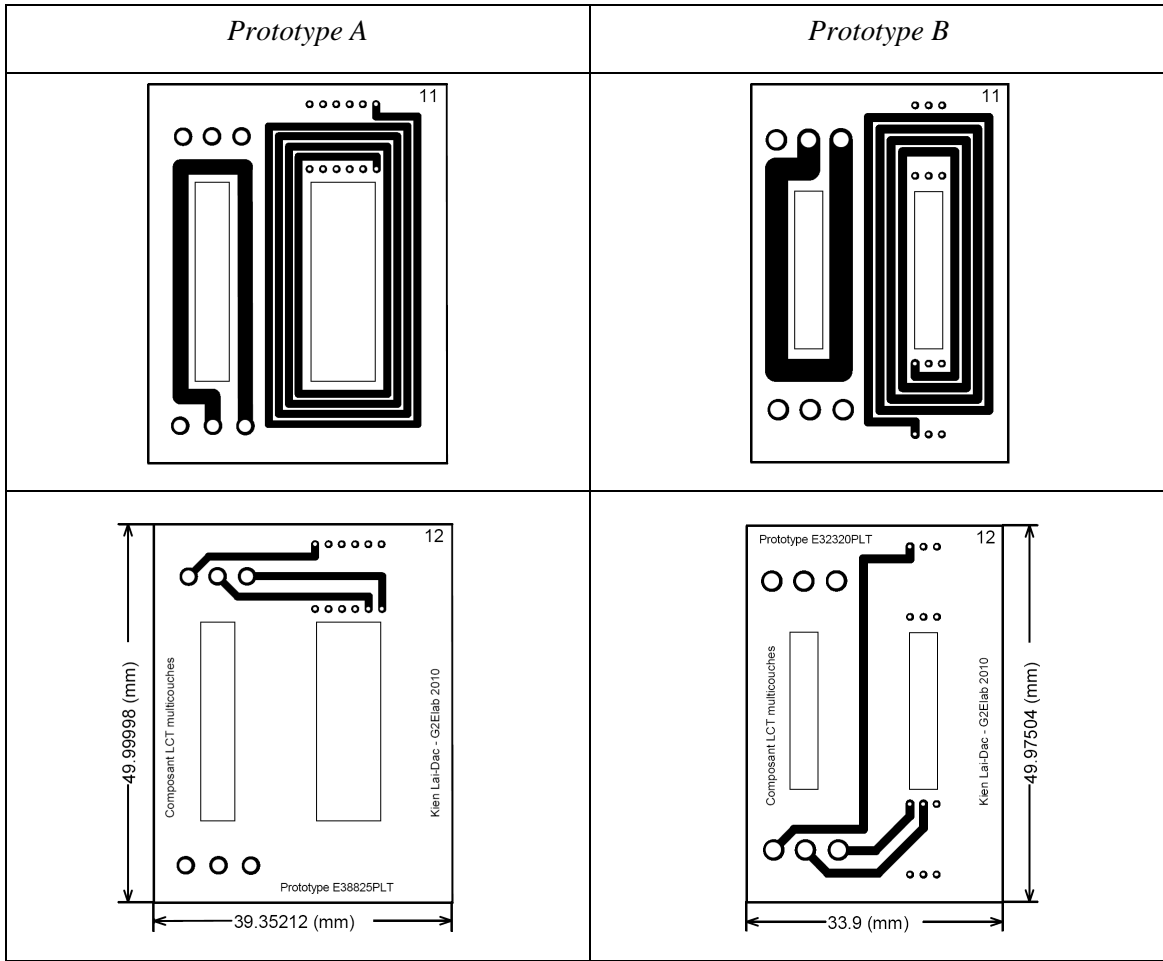
### Dessin des couches PCB des bobinages

Les dessins sont effectués par le logiciel DXP Altium Designer (<http://www.altium.com>), les images ci-dessous sont présentées à l'échelle 1:1 (dépendant de l'échelle d'imprimant), à vérifier respectivement.

<i>Prototype A (noyau E38/8/25)</i>	<i>Prototype B (noyau E32/3/20)</i>
	
 <p>Dimensions: 49.99998 (mm) height, 39.35212 (mm) width.</p> <p>Labels: P1a, P1b, P2b, Sa, So, Sb.</p>	 <p>Dimensions: 49.97504 (mm) height, 33.9 (mm) width.</p> <p>Labels: Sa, So, Sb, P1a, P1b, P2b.</p>

<i>Prototype A</i>	<i>Prototype B</i>
	
	
	
	

<i>Prototype A</i>	<i>Prototype B</i>
	
	
	
	



## Annexe E.

### Dessin des circuits magnétiques

Les noyaux ferrites initiaux sont les noyaux planar E38/8/25 et E32/6/20 de chez Ferroxcube (<http://www.ferroxcube.com>).

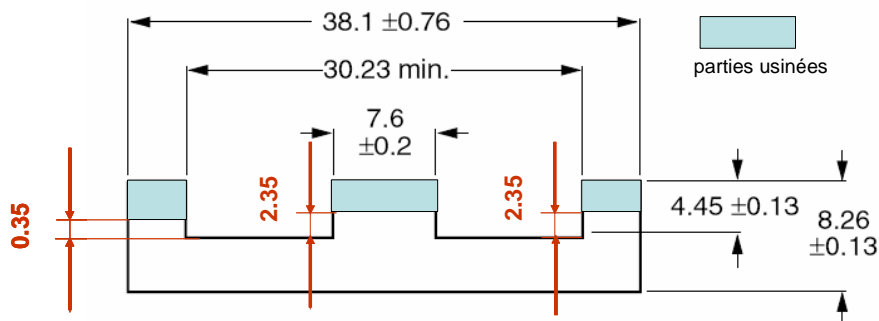


Figure E-1. Usinage du noyau magnétique de prototype A (E38/8/25)

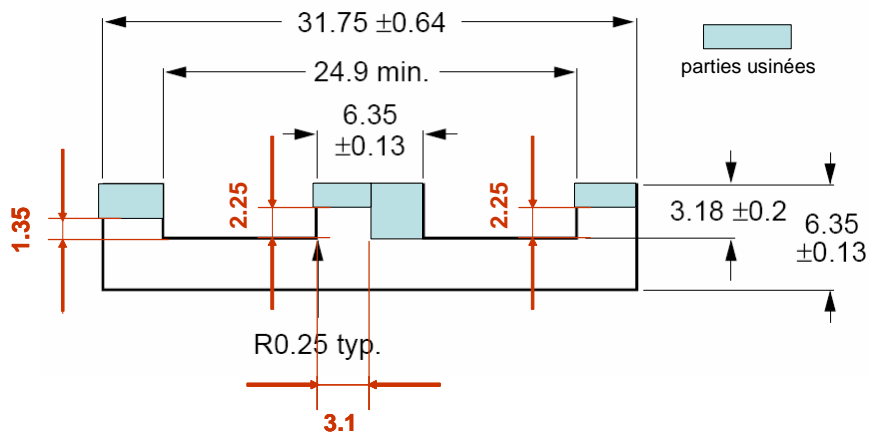


Figure E-2. Usinage du noyau magnétique de prototype B (E32/3/20)





## Liste des tableaux

Tableau I-1. MATERIAUX DIELECTRIQUES TYPQUES POUR L'INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS MULTICOUCHES .....	21
Tableau I-2. COEFFICIENTS DE L'EQUATION DE STEINMETZ POUR DIFFERENTS MATERIAUX [ABL-96] .....	27
Tableau II-1. EXPRESSIONS DES ELEMENTS DE L'IMPEDANCE A .....	78
Tableau II-2. EXPRESSIONS DES ELEMENTS DE L'IMPEDANCE B .....	78
Tableau II-3. EXPRESSIONS DES ELEMENTS DE MATRICE L .....	87
Tableau II-4. EXPRESSIONS DES PARAMETRES GLOBAUX DU COMPOSANT .....	88
Tableau II-5. EXPRESSIONS DES ELEMENTS DES PLAQUES FERRITE 3F3 .....	89
Tableau II-6. COMPARAISON DES IMPEDANCES MESUREES ET SIMULEES (MODELISATION PAR LE SCHEMA SIMPLE) .....	95
Tableau II-7. COMPARAISON DES IMPEDANCE MESUREES ET SIMULEES (MODELISATION PAR LE SCHEMA COMPLEXE) .....	98
Tableau II-8 COMPARAISON DES FORMES D'ONDES MESUREES ET SIMULEES (MODELISATION PAR LE SCHEMA SIMPLE) .....	102
Tableau II-9. COMPARAISON DES FORMES D'ONDES MESUREES ET SIMULEES (MODELISATION PAR LE SCHEMA COMPLEXE) .....	103
Tableau II-10. CALCUL DES PERTES DU COMPOSANT LCT .....	104
Tableau II-11. SEPARATION DES PERTES CUIVRE DANS LES BOBINAGES .....	106
Tableau III-1. TEMPERATURE LIMITES DES MATERIAUX .....	114
Tableau III-2. CONDUCTIVITE THERMIQUE DES MATERIAUX .....	116
Tableau III-3. COEFFICIENT D'EMISSIVITE DES MATERIAUX .....	118
Tableau III-4. CONSTANTS DE LA CONVERSION THERMIQUE NATURELLE .....	121
Tableau III-5. PROPRIETES THERMIQUE DE L' AIR AMBIANT .....	122
Tableau III-6. RESULTATS DANS LE CAS OU LE COMPOSANT EST MIS EN VERTICAL .....	129
Tableau III-7. RESULTATS DANS LE CAS OU LE COMPOSANT EST MIS EN HORIZONTAL .....	130
Tableau IV-1. ALGORITHME DE COUPLAGE DES MODELES D'OPTIMISATION .....	142
Tableau IV-2. DIFFERENTS MODES DE CONCEPTION DU SECONDAIRE [VAL-07] .....	148
Tableau IV-3. RAPPORT DE CALCUL D'UNE OPTIMISATION .....	153
Tableau IV-4. INDICE DE CONVERGENCE D'OPTIMISATION .....	154
Tableau IV-5. RECAPITULATION DES OPTIMISATIONS EFFECTUES .....	162
Tableau V-1. CARACTERISATION DES PROTYPES LCT .....	170
Tableau V-2. EXPRESSIONS ANALYTIQUES DES CARACTERISTIQUES DES INTERRUPTEURS .....	170
Tableau V-3. VALEURS NUMERIQUES DES CARACTERISTIQUES DES INTERRUPTEURS .....	171
Tableau V-4. COMPARAISON DES IMPEDANCES MESUREES ET SIMULEES DU PROTOTYPE A .....	173
Tableau V-5. COMPARAISON DES IMPEDANCES MESUREES ET SIMULEES DU PROTOTYPE B .....	174
Tableau V-6. COMPARAISON DES RESISTANCES MESUREES ET SIMULEES-PROTOTYPE B .....	175
Tableau V-7. COMPARAISON DES RESISTANCES MESUREES ET SIMULEES PAR MODELISATION COMPLEXE DU LCT ETUDIE AU CHAPITRE II .....	176
Tableau V-8 COMPARAISON DES FORMES D'ONDES MESUREES ET SIMULEES – LCT B .....	178
Tableau V-9. DECOMPOSITION ET VERIFICATION DES PERTES DANS LE LCT .....	179
Tableau V-10 MESURE DES TEMPERATURES DE FONCTIONNEMENT DU LCT .....	180
Tableau V-11. COMPARAISON DES TEMPERATURES MESUREES ET SIMULEES .....	181
Tableau V-12. EVALUATION DU VOLUME DES LCT SIMILAIRES .....	182
Tableau A-1. EXPRESSION DE PUISSANCE DES CHAMPS PROPRE ET DE PROXIMITE .....	194

## Liste des figures

Figure I-1. Différentes technologies d'intégration de composants passifs sur PCB [JON-06] .....	19
Figure I-2. Inductance intégrée réalisée par la technique LTCC. Le bobinage et le noyau magnétique sont cofrittés à basse température. ....	19
Figure I-3. Modélisation des pertes cuivre par la méthode de Dowell .....	23
Figure I-4. Distribution du courant des enroulements des composants intégrés hybrides multicouches [STR-02b] .....	26
Figure I-5. Perméabilité complexe de la ferrite 3F3 .....	29
Figure I-6. Distribution des ampères-tours dans un transformateur multicouche [OUI-09] .....	31
Figure I-7. Modélisation des capacités parasites [LAV-91] [BLA-94] .....	32
Figure I-8. Circuit équivalent d'un transformateur à deux enroulements [MAG-06] .....	33
Figure I-9. Modèle thermique nodal .....	35
Figure I-10. Modèle thermique nodal d'un composant planar [SMI-93] .....	36
Figure I-11. Modèle thermique de la conduction de composants passifs planar [ZHA-01] .....	36
Figure I-12. Modèle thermique linéaire d'un composant planar [LEW-01] .....	37
Figure I-13. Modèle thermique non linéaire [ESC-04] .....	38
Figure I-14. Modèle thermique 1D d'un transformateur [WIL-04] .....	39
Figure I-15. Principe des modèles d'optimisation du dimensionnement .....	41
Figure I-16. Principe du composant LCT [VAL-07] .....	44
Figure I-17. Modélisation du composant LCT .....	44
Figure I-18. Modes de connexion des circuits résonnants .....	44
Figure I-19. LCT bobiné de Khaled Laouamri [LAO-01] .....	45
Figure I-20. LCT bobiné de Phillipe Goubier [GOU-03] .....	46
Figure I-21. LCT planar de Phillipe Goubier [GOU-03] .....	46
Figure I-22. Structure intégrée avec LCT planar de B. Vallet [VAL-07] .....	47
Figure I-23. Structure du convertisseur utilisant le composant LCT .....	48
Figure I-24. Phase de fonctionnement en résonance LC (première demi période) .....	49
Figure I-25. Phase de fonctionnement en roue libre (première demi période) .....	50
Figure I-26. Phase de fonctionnement en résonance LC (deuxième demi période) .....	51
Figure I-27. Phase de fonctionnement en roue libre (deuxième demi période) .....	52
Figure I-28. Formes d'onde des grandeurs d'état $i_L$ et $v_C$ lors du fonctionnement .....	52
Figure I-29. Variation de la limite de L en fonction de m .....	54
Figure II-1. Composant bobiné et géométrie du noyau magnétique .....	68
Figure II-2. Résistance AC des bobinages du composant bobiné .....	69
Figure II-3. Inductance de fuite du transformateur : comparaison de la méthode de Dowell et de la mesure .....	70
Figure II-4. Modélisation magnéto harmonique par éléments finis FLUX®2D .....	70
Figure II-5. Composant planar et géométrie du noyau magnétique .....	71
Figure II-6. Géométrie des bobinages du composant planar. ....	71
Figure II-7. Résistance AC des bobinages du composant planar .....	72

## Table des matières

Figure II-8. Hypothèses pour l'application de la méthode LEEC .....	73
Figure II-9. Représentation électrique sous forme quadripolaire .....	74
Figure II-10. Schéma équivalent pour une plaque alimentée par une source électrique .....	75
Figure II-11. Schéma LEEC d'une plaque conductrice .....	77
Figure II-12. Schéma LEEC des impédances A et B .....	77
Figure II-13. Schéma LEEC d'une plaque magnétique .....	79
Figure II-14. Représentation électrique de l'effet électrostatique d'une plaque diélectrique .....	81
Figure II-15. Association des circuits équivalents des plaques .....	82
Figure II-16. Schéma LEEC globale d'un transformateur .....	82
Figure II-17. Composant passif intégré LCT au G2Elab [GOU-03] .....	83
Figure II-18. Géométrie des couches planaires du LCT [GOU-03] .....	83
Figure II-19. Représentation simple des pertes magnétiques d'une inductance .....	84
Figure II-20. Perméabilité complexe de la ferrite 3F3 .....	85
Figure II-21. Conception générale du noyau magnétique du LCT étudié .....	86
Figure II-22. Impédance magnétisante modélisée du noyau ferrite 3F3 de type E .....	89
Figure II-23. Ajustement de l'inductance de fuite du LCT .....	90
Figure II-24. Schéma LEEC global du LCT .....	90
Figure II-25. Assemblage des spires d'une couche conductrice .....	91
Figure II-26. Schéma LEEC simple d'une couche conductrice multi-spire .....	92
Figure II-27. Schéma représentant les pertes diélectriques [GOU-03] .....	93
Figure II-28. Permittivité et coefficient de pertes du Kapton et de l'Epoxy adhésive de chez Dupont™ 94	
Figure II-29. Assemblage des spires et des couches conductrices .....	97
Figure II-30. Couplage capacitif complexe .....	98
Figure II-31. Structure du convertisseur DC-DC quasi résonante utilisant le LCT .....	100
Figure II-32. Schéma de simulation temporelle du convertisseur sous Psim® .....	100
Figure II-33. Maquette de la structure DC-DC incluant le composant LCT étudié .....	101
Figure II-34. Calcul des pertes d'un bloc inconnu .....	104
Figure II-35. Placement des sondes aux différents points du composant .....	104
Figure II-36. Bilan des pertes du LCT étudié (déduites des simulations) .....	105
Figure II-37. Placement des sondes sur une couche conductrice sous PSIM® .....	106
Figure III-1. Différentes positions d'une plaque chauffante .....	119
Figure III-2. Conception générale des composants LCT .....	123
Figure III-3. Modèle thermique nodal du composant LCT .....	125
Figure III-4. Couplage thermique primaire - secondaire .....	126
Figure III-5. Mise en œuvre des essais thermiques .....	129
Figure III-6. Séparation des modes d'évacuation de la puissance .....	130
Figure III-7. Variation du coefficient d'échange thermique homogénéisé .....	131
Figure III-8. Confrontation des deux modèles thermiques avec la mesure .....	132
Figure IV-1. Structure de convertisseur utilisant un composant LCT .....	138
Figure IV-2. Les variables dimensionnelles d'un composant LCT .....	139

## **Table des matières**

Figure IV-3. Logique de commande complémentaire du convertisseur .....	142
Figure IV-4. Schéma du convertisseur sous PSIM .....	143
Figure IV-5. Schéma du convertisseur couplé avec Simulink .....	143
Figure IV-6. Vue de face des enroulements du composant .....	145
Figure IV-7. Stabilité de fonctionnement du convertisseur .....	152
Figure IV-8. Conception et caractéristiques d'un LCT utilisant du C-ply .....	155
Figure IV-9. Conception et caractéristiques d'un LCT utilisant du C-Ply et du Kapton .....	156
Figure IV-10. Variation du volume et de la température des composants optimisés en fonction de l'épaisseur du diélectrique .....	158
Figure IV-11. Variation des pertes des composants optimisés en fonction de l'épaisseur du diélectrique .....	158
Figure IV-12. Variation du volume et de la température des composant optimisés en fonction de l'épaisseur du cuivre .....	159
Figure IV-13. Variation des pertes des composant optimisés en fonction de l'épaisseur du cuivre .....	159
Figure IV-14. Conception et caractéristiques du LCT utilisant un noyau E38/8/25 .....	160
Figure IV-15. Conception et caractéristiques du LCT utilisant un noyau E32/3/20 .....	161
Figure V-1. Epaisseur des couches du circuit imprimé des prototypes LCT .....	168
Figure V-2. Les prototypes de LCT réalisés .....	169
Figure V-3. Convertisseur DC/DC utilisant le prototype de LCT .....	172
Figure V-4. Addition des paramètres des fils de connexions du LCT .....	177
Figure A-1. Homogénéisation des conducteurs identiques en plaque .....	192
Figure A-2. Direction des vecteurs des champs et flux énergétique à travers d'une plaque .....	193
Figure A-3. Distribution de champs électriques dans un transformateur bobiné [LEF-04] .....	194
Figure E-1. Usinage du noyau magnétique de prototype A (E38/8/25) .....	207
Figure E-2. Usinage du noyau magnétique de prototype B (E32/3/20) .....	207

Fin du manuscrit !