



**HAL**  
open science

## Etude et Conception de composants passifs LCT intégrés

Philippe Goubier

► **To cite this version:**

Philippe Goubier. Etude et Conception de composants passifs LCT intégrés. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2003. Français. NNT : . tel-00408005

**HAL Id: tel-00408005**

**<https://theses.hal.science/tel-00408005>**

Submitted on 28 Jul 2009

**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.

**Université Joseph Fourier**

*N° attribué par la bibliothèque*

/ / / / / / / / / / / / / / / /

**THESE**

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UJF**

**Spécialité : « Génie Electrique »**

Préparée au **Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble**  
UMR 5529

Dans le cadre de l'école doctorale « **Electronique, Electrotechnique, Automatique,  
Télécommunication, Signal** »

présentée et soutenue publiquement  
par

**Philippe GOUBIER**

Le : 11 juillet 2003

**Titre :**

**Etude et Conception de composants passifs LCT intégrés**

**Directeur de thèse : JEAN-PAUL FERRIEUX**

**Co-encadrant : YVES LEMBEYE**

**JURY**

M. JEAN-PIERRE KERADEC  
M. FRANCOIS COSTA  
M. JEAN JALADE  
M. RICHARD LEBOURGEOIS  
M. JEAN-PAUL FERRIEUX  
M. YVES LEMBEYE

Président  
Rapporteur  
Rapporteur  
Examineur  
Directeur de thèse  
Co-encadrant de thèse





## REMERCIEMENT

Je tiens premièrement à remercier les membres de mon jury qui ont fait le déplacement, notamment François COSTA et Jean JALADE pour avoir accepté d'être rapporteur de mes travaux de thèse et pour l'intérêt qu'ils y ont porté, ainsi que Richard LEBOURGEOIS de la société THALES pour son regard « industriel ».

Merci également à Jean-Pierre KERADEC (alias Kéké) qui, malgré son nom, venait de moins loin (trois bureaux) et qui m'a fait l'honneur d'être le président de mon Jury.

Bien sur, je remercie aussi Jean-Paul FERRIEUX et Yves LEMBEYE qui m'encadrent depuis le DEA et qui m'ont aidé tout au long de cette période enrichissante grâce à leurs compétences, leur disponibilité, leur soutien et j'en passe...

Enfin, je remercie l'ensemble du Laboratoire qui m'a accueilli ; direction, permanents, services administratifs, techniques et informatiques qui ont fait de cette thèse. une période aussi agréable qu'intéressante.

Voici maintenant la partie difficile des remerciements, celle moins officielle où il s'agit de n'oublier personne pour éviter toute vexation. Je vais donc essayer de citer les personnes et les lieux que j'ai croisés lors de ces trois années :

Premièrement la salle E.P.T.E. avec en tête un certain Guillaume V. qui m'a considérablement aidé dans la dernière ligne droite et qui j'en suis sûr m'a épargné quelques cheveux blancs et un ulcère. Merci aussi à Jean-Marc pour ses bons conseils, Bebert pour le temps qu'il passe à aider les autres, Yvan pour m'avoir bordé pendant deux ans, Francky (aka nique la Police) pour avoir fini mon whisky, Hervé, Jimmy, Koy, POJ&Adi, Seb, Raph élu Mister bbq 2003, Ludo que j'ai oublié d'inviter à ma soutenance (c'est pourquoi il n'y avait pas de seringues), Motoman alias Kazuya, Rico, Jpeg, Kiki, Roger Souchard, lolo, grain, Mariya pour avoir aidé Francky à finir mon whisky, Lise Charmel, Opium, Bolero (bref mon bureau, Angus Young, Brian Johnson, Malcolm Young, Phil Rudd, Cliff Williams et Bon Scott mon premier Jury qui a du se désister au dernier moment, Kamel, tous les DEA inclus les Ibysh et leurs pins. Tant que j'y suis-je remercie même les stagiaires...

Merci aussi aux femmes de la salle EPTE, Chloé, Corinne, Estelle, Clémentine, Isabelle, Christelle (aka la Police) ; faites les associations que vous voulez (y en a une facile...)

Au-delà de la salle EPTE, les Bulgares, les Roumains, les Vietnamiens, les Espagnols ; Salut à toi !

En dehors du LEG je souhaite citer deux trois noms ; un grand merci à tous :

Toto mon voisin qui est venu pour mon pot mais qui cherche toujours le patio, Le Broadway de l'époque qui a bien mal fini (en PMU) ainsi que mes partenaires de Brod : Jip, Paztèque, Yanno&Sonia, DD, les Tip'N'Top, Séverine, Seb et ses demis molotof, Francky, la bande Natacha Réjane Marion..., les bombas, Nalex, Mat, Locat, Bob, Louis, Chibre, Aude,lolo, les vodka lime etc.

Le Leader pour la cage, L'As de Pique et DJ Raymond, La Boite à Thon, le Petit Montorge, le Café de la Mairie, la Nat et ses babyfoots, Claire pour les roustes qu'elle m'a mises au baby, Karen pour un certain repas chez Toto (☺), Richard&Audrey, Delphine&Vincent, David pour les bons bordeaux, Eric pour No Bull, L'ouest pour leur bouteille de 25cl de Ricard, Audrey la marraine de mon filleul.

Le club de Rugby les « Catalans de Grenoble » Doum, Olivier, René, Manu, Ju et les autres, le club de taekwondo « Olympique Grenoble Taekwondo » Erwan, Gilbert, Jean-Pierre etc.

J'allais oublier les potes d'IUT et les personnes qu'ils m'ont présentées, Pat&Perrine, Max&fabien Dave, Raph&Manue, Tchoune, Dens&ses nombreuses conquêtes ???, Franck, Seb&Amanda, Lauriane et Adeline avec qui j'ai passé de bons moments.

Merci aussi à SOS&anne, Guigs&Sabine, N'ji&Marie, Luc&Armelle, Pierre-Alain&Hélène  
Et plus récemment, je citerais Adrian mon filleul.

Pour finir, je souhaite remercier toute ma famille, qui eux me supportent (dans les deux sens du terme) depuis 28ans, et j'ai comme l'impression que ce n'est pas toujours facile. Bien sûr je dédierai cette thèse à ma femme dès que je l'aurai trouvée.

Pour les personnes qui ont relus cette liste plusieurs fois sans trouver leur nom, qu'elles viennent me voir, je les remercierai en personne.

J'avais une liste un peu plus courte des gens que je ne remercie pas mais je la garde pour moi, ils se reconnaîtront sûrement.



REMERCIEMENT .....	3
INTRODUCTION GENERALE .....	9
<b>CHAPITRE I. INTEGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.....</b>	<b>15</b>
<b>I.1. Introduction.....</b>	<b>17</b>
<b>I.2. Cadre de l'étude : le LCT .....</b>	<b>17</b>
I.2.1. Principe .....	17
I.2.2. Réalisation du primaire .....	19
<b>I.3. Disposition des bobinages.....</b>	<b>20</b>
<b>I.4. Dimensionnement pour un primaire bobiné .....</b>	<b>22</b>
I.4.1. Dimensionnement de la capacité C .....	22
I.4.2. Dimensionnement des inductances du LCT .....	23
<b>I.5. Etude du volume du LCT.....</b>	<b>27</b>
I.5.1. Dimensionnement du transformateur. ....	28
I.5.2. Dimensionnement de l'inductance. ....	29
<b>I.6. Conclusion .....</b>	<b>34</b>
<b>CHAPITRE II. STRUCTURE QUASI-RESONANTE SERIE.....</b>	<b>37</b>
<b>II.1. Introduction .....</b>	<b>39</b>
<b>II.2. Résonance série en pont complet .....</b>	<b>39</b>
<b>II.3. Quasi résonance série.....</b>	<b>41</b>
II.3.1. Fonctionnement de la structure.....	42
II.3.2. Evaluation de L et C.....	46
II.3.3. Simulation de la structure.....	49
II.3.4. Dimensionnement des éléments du convertisseur .....	51
<b>II.4. Conclusion.....</b>	<b>56</b>
<b>CHAPITRE III. DIMENSIONNEMENT ET REALISATION DU LCT..</b>	<b>59</b>
<b>III.1. Introduction .....</b>	<b>61</b>
<b>III.2. Calcul du circuit magnétique: .....</b>	<b>61</b>
III.2.1. Calcul de la section de fer .....	61
III.2.2. Calcul de la fenêtre de bobinage pour le LCT bobiné : .....	63
III.2.3. Evaluation du produit AeSb .....	64
III.2.4. Choix du ferrite .....	65
III.2.5. Détermination du nombre de spires.....	66

III.2.6.	Estimation de l'inductance de fuite .....	67
<b>III.3.</b>	<b>Nouvelle topologie pour le circuit magnétique.....</b>	<b>68</b>
<b>III.4.</b>	<b>Prototype LCT bobiné.....</b>	<b>70</b>
III.4.1.	Calcul de l'inductance de fuite .....	70
III.4.2.	Calcul de la capacité.....	70
III.4.3.	Simulation Flux 2D .....	72
III.4.4.	Elaboration du LCT bobiné .....	73
III.4.5.	Caractérisation du LCT bobiné.....	75
<b>III.5.</b>	<b>Prototype LCT planar .....</b>	<b>79</b>
III.5.1.	Calcul de l'inductance de fuite .....	79
III.5.2.	Calcul de la capacité.....	80
III.5.3.	Elaboration du LCT Planar .....	82
III.5.4.	Caractérisation du LCT Planar .....	83
<b>III.6.</b>	<b>Vérification du schéma électrique simplifié .....</b>	<b>86</b>
<b>III.7.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>87</b>
<b>CHAPITRE IV.</b>	<b>VALIDATION EXPERIMENTALE .....</b>	<b>89</b>
<b>IV.1.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>91</b>
<b>IV.2.</b>	<b>Fonctionnement du LCT au sein de la structure .....</b>	<b>91</b>
<b>IV.3.</b>	<b>Mesure directe des Pertes.....</b>	<b>93</b>
IV.3.1.	LCT bobiné.....	94
IV.3.2.	LCT planar .....	94
IV.3.3.	Composants discrets .....	94
IV.3.4.	Conclusion sur les mesures directes .....	97
<b>IV.4.</b>	<b>Essais en court-circuit .....</b>	<b>98</b>
<b>IV.5.</b>	<b>Méthode d'opposition .....</b>	<b>99</b>
<b>IV.6.</b>	<b>Conclusion sur les mesures .....</b>	<b>100</b>
<b>IV.7.</b>	<b>Caractérisation complète du LCT Planar .....</b>	<b>101</b>
IV.7.1.	Résistance des bobinages vue du primaire .....	102
IV.7.2.	Résistance des pertes fer.....	102
IV.7.3.	Introduction des différentes pertes .....	102
IV.7.4.	Introduction des pertes diélectriques .....	103
IV.7.5.	Introduction des pertes par courants induits .....	106
IV.7.6.	Amélioration du modèle des pertes fer .....	107
<b>IV.8.</b>	<b>Estimation des différentes pertes.....</b>	<b>110</b>
IV.8.1.	Simulation de l'essai direct .....	110
IV.8.2.	Simulation de l'essai en court circuit.....	111
<b>IV.9.</b>	<b>Caractérisation complète du LCT discret .....</b>	<b>111</b>

IV.9.1.	Modèle du condensateur .....	112
IV.9.2.	Modèle de l'inductance .....	113
IV.9.3.	Modèle du transformateur. ....	115
IV.9.4.	Regroupement des 3 modèles .....	117
<b>IV.10.</b>	<b>Séparation des pertes pour le LCT discret .....</b>	<b>118</b>
IV.10.1.	Simulation de l'essai direct .....	118
IV.10.2.	Simulation de l'essai en court circuit.....	120
<b>IV.11.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>120</b>
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES .....</b>		<b>123</b>
<b>ANNEXES .....</b>		<b>131</b>
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES .....</b>		<b>159</b>



**IPVTQFWEVKQP'I GPGTCNG**





L'électronique de puissance connaît depuis quelques années une mutation vers l'intégration en vue de progresser dans la conception de convertisseurs statiques de plus en plus compacts et de plus en plus fiables. L'impact de l'électronique de puissance sur la conversion de l'énergie électrique n'est plus à démontrer aujourd'hui : l'électronique de commutation s'impose dans un nombre croissant d'applications pour des domaines de puissance extrêmement variés, allant de quelques Watts à plusieurs centaines de kilowatts, et couvrant de larges gammes de fréquence de fonctionnement. Si les qualités attendues pour ces systèmes sont bien connues (il s'agit entre autres du rendement, de la compacité, de la discrétion électromagnétique, ...), ces « critères » sont d'autant plus mis en exergue par la multiplication des systèmes, par le besoin d'autonomie des systèmes portables et par la nécessaire compatibilité de ces derniers avec leur environnement. Sans pour autant oublier, pour ces systèmes, des contraintes additionnelles de fiabilité et de respect des multiples normes en vigueur dans les différents domaines respectifs de mise en œuvre de ces convertisseurs. La volonté d'intégration est quant à elle motivée par une course à la miniaturisation des systèmes et un abaissement des coûts.

A l'image de la microélectronique et de l'intégration monolithique, l'électronique de puissance se doit nécessairement de poursuivre cette mutation. Néanmoins, l'aspect plus macroscopique de la structure de conversion complète oppose, selon le niveau de puissance envisagé, des problèmes variés tels que les semiconducteurs et leur refroidissement, les composants passifs (condensateur, inductance et transformateur) et l'interconnexion de ces sous-ensembles dans une démarche d'intégration qualifiée d'hybride, par opposition à celle sur silicium, qualifiée de monolithique [1][2][3][4]. Même si au final la densité volumique de perte est comparable entre ces deux techniques d'intégration, l'aspect hétérogène du problème posé, en particulier au niveau des différentes natures de matériau, rend cette progression longue et difficile, tant du point de vue dimensionnement et conception que de celui de la réalisation effective de prototypes.

Dans ce contexte, l'équipe électronique de puissance du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble possède un axe de recherche sur cette problématique d'intégration, les travaux réalisés portant aussi bien sur l'aspect technologique que sur les modèles et les outils de conception de tels systèmes.

Les travaux réalisés au cours de cette thèse et présentés dans ce mémoire se rapportent plus particulièrement à l'intégration des composants passifs pour les alimentations à découpage. Ils ont été menés dans le cadre du Groupement de Recherche (GdR) « Intégration des Systèmes de Puissance » et s'inscrivent dans la suite de ceux initiés lors de la thèse de K LAOUAMRI [5][6][7][8]. Les composants passifs, en particulier les composants magnétiques, représentent déjà, à l'heure actuelle, une butée importante tant en terme de volume occupé et de pertes qu'en terme de faisabilité de l'intégration du dispositif. Même si l'intégration ne résoudra pas certains problèmes tels que ceux liés à la qualité des matériaux, de nouvelles structures électromagnétiques peuvent sans aucun doute être imaginées afin d'améliorer la compacité et le rendement des structures de conversion.

Ainsi l'équipe de J.A. Ferreira (Energy Laboratory de l'Université de Rand en Afrique du Sud) [9][10][11][12] a proposé au début des années 90 de marier les trois composants habituellement rencontrés dans les structures de conversion sous la forme d'un seul et unique composant électromagnétique baptisé LCT, ce nom permettant de rendre compte des trois fonctionnalités assurées simultanément, à savoir inductance-condensateur-transformateur. Cette équipe a initialement développé des composants LC (inductance-condensateur uniquement) bobinés associés à un diélectrique. Ces composants, dont le comportement s'apparente à celui d'une ligne de transmission, peuvent être utilisés comme circuits résonants ou comme filtres selon le mode de connexion choisi [10]. C'est sur ces phénomènes de lignes de transmissions que s'appuie l'équipe de F. Costa (Satie-ENS de Cachan) dans leurs actions de recherche dans le cadre du GDR ISP [13].

A partir de ces concepts, les travaux de thèse présentés dans ce mémoire ont eu pour objectif de concevoir un prototype LCT destiné à fonctionner au sein d'une alimentation à résonance d'une puissance de 60 W, dont le cahier des charges avait été défini en commun au sein du GdR précité.

La première partie de ce mémoire pose les bases de l'étude en rappelant en guise d'introduction les principes de l'intégration de condensateurs et de composants magnétiques. Ensuite, une première approche, basée sur de simples considérations de dimensionnement, permet de déterminer de manière analytique le gain théorique que nous pouvons attendre de ces principes.



Dans le deuxième chapitre, nous présentons l'environnement matériel, à savoir l'alimentation à découpage où le composant LCT sera mis en oeuvre. Il s'agit en l'occurrence d'un convertisseur quasi résonant symétrique qui présente l'avantage d'être bien adapté à l'emploi d'un LCT intégré.

C'est ensuite au cours de la troisième partie que sont présentées et dimensionnées deux structures intégrées de prototypes LCT, la première étant qualifiée de LCT bobiné et la seconde, quant à elle, de LCT planar. Cette technologie, s'avérant prometteuse en terme de réduction de volume, est employée et une nouvelle topologie de circuit magnétique est aussi envisagée.

Enfin, c'est dans le chapitre IV que nous nous attardons à valider expérimentalement les concepts précédemment étudiés et développés. En nous basant sur plusieurs réalisations de composants passifs (à savoir trois prototypes LCT, respectivement appelés discret, bobiné et planar) diverses approches sont proposées pour mieux estimer les pertes respectives dans ces composants, de manière à réaliser une étude comparative sur les pertes de chacun des dispositifs. En particulier, la caractérisation fine des éléments d'un schéma équivalent apparaît comme étant un moyen d'atteindre ce résultat.



**EJ CRKVTG'K'""K'P VGI TCVKQP'FGUE'QO RQUCPVURCUUHU  
GNGEVTQPIS WG'FG'RWUUCPEG**



## I.1. Introduction

Dans ce premier chapitre, nous allons tout d'abord décrire le principe d'un composant LCT qui va nous permettre d'obtenir en un seul élément les trois fonctions suivantes simultanément : inductance, capacité et transformateur. La mise en place d'un schéma électrique simplifié rendant compte du comportement de la structure nous montre la possibilité de réaliser avec ce dispositif aussi bien de la résonance parallèle que de la résonance série. Ensuite, le choix de la structure magnétique ainsi que celui de la forme du bobinage nous permettent d'estimer de manière analytique l'inductance et la capacité du LCT obtenu. Enfin, en supposant que notre composant est inséré au sein d'une structure à résonance série en demi-pont et en prenant quelques hypothèses judicieuses supplémentaires, nous montrerons que, théoriquement, le LCT est susceptible d'offrir de bonnes perspectives quant aux gains en volume et en rendement pouvant être obtenus avec cette démarche d'intégration par rapport aux résultats obtenus avec une structure discrète comportant trois éléments distincts.

## I.2. Cadre de l'étude : le LCT

### I.2.1. Principe

Un transformateur permet d'obtenir naturellement l'effet inductif recherché pour une structure de type LCT. Le schéma de principe et la modélisation du couplage magnétique de ce transformateur sont présentés sur la Figure I-1. Bien que, compte tenu de sa relative simplicité, ce modèle ne tienne compte ni des pertes, ni des effets capacitifs, il représente néanmoins l'avantage de traduire parfaitement le couplage à travers l'inductance  $L$  (dite inductance de fuite). Nous pouvons écrire les équations suivantes :

$$L = (1 - k^2) \cdot L_1$$

$$L_\mu = k^2 \cdot L_1 = \text{inductance magnétisante}$$

Dans ces expressions, le terme  $k$  correspond au coefficient de couplage, et vérifie la relation suivante :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} < 1,$$



où  $M$  correspond à la mutuelle inductance entre  $L_1$  et  $L_2$ , qui sont respectivement l'inductance propre du bobinage primaire et celle du bobinage secondaire.

Compte tenu des expressions précédentes, il apparaît que le réglage du couplage nous permettra, dans une certaine mesure, de fixer la valeur de l'inductance  $L$  à celle correspondant au cahier des charges imposé.

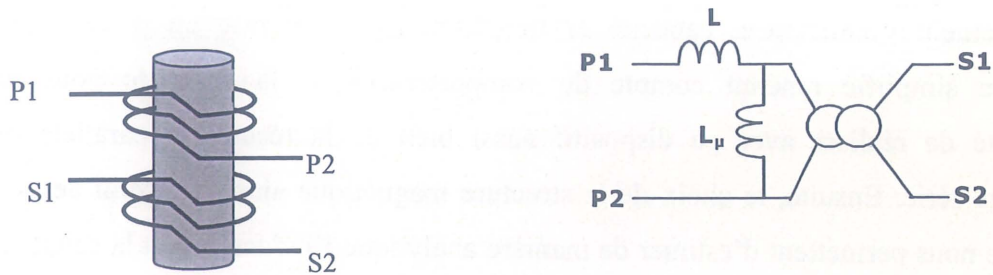


Figure I-1 : schéma de principe de notre transformateur, et modélisation de ce dernier, faisant apparaître l'inductance de fuite et l'inductance magnétisante

Afin de compléter la fonction LCT, il nous faut ajouter un effet capacitif à ce système actuellement constitué d'un simple transformateur. Pour cela, nous allons remplacer le primaire de ce dernier par deux primaires ayant des surfaces isolées en regard. La Figure I-2, qui présente le schéma de principe et la modélisation de cette nouvelle structure, met en évidence la différence par rapport à un transformateur classique. Nous constatons que la capacité créée entre les deux primaires est en réalité une capacité à valeur répartie.

Cependant, en regardant plus attentivement cette topologie, il apparaît possible de séparer l'effet inductif de l'effet capacitif. En conséquence, cette séparation permet d'obtenir un schéma à constantes localisées, dont chacun des termes correspond à une des fonctions du composant LCT.

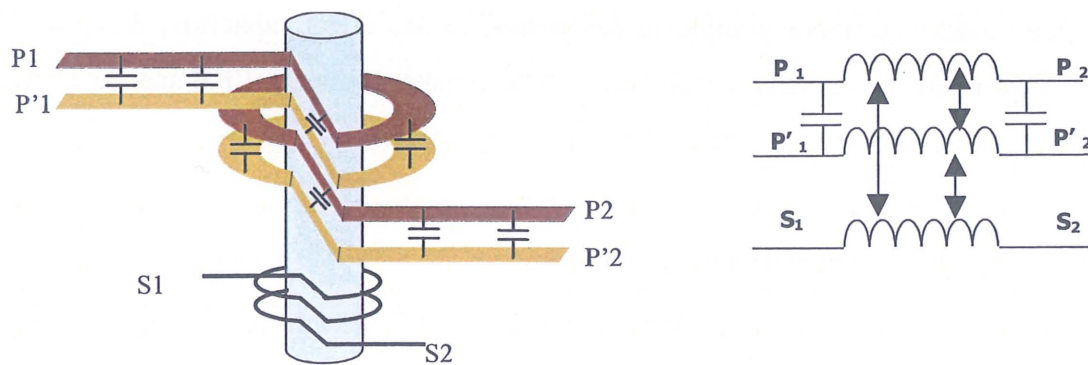


Figure I-2 : transformateur à deux primaires isolés, schéma de principe et modélisation

En effet, si nous considérons l'enroulement primaire situé entre  $P_1$  et  $P_2$ , nous retrouvons un transformateur « classique », avec une inductance de fuite. Par contre, si nous choisissons de prendre l'enroulement primaire entre  $P_2$  et  $P'_2$  nous avons la possibilité d'annuler l'effet magnétique : en effet, dans ce cas, le courant va circuler dans le premier primaire en tournant dans le sens horaire, et donc être ainsi à l'origine d'ampères-tours. Simultanément, compte tenu de la répartition de la capacité, ce courant va progressivement passer par effet capacitif dans l'autre enroulement primaire pour revenir en tournant cette fois-ci dans le sens trigonométrique, ce qui aura pour conséquence globale l'annulation des ampères-tours précédemment créés par la circulation de ce même courant. Cette analyse qualitative nous permet, en première approximation, de dire que l'effet capacitif du dispositif est isolé de l'effet magnétique. Cette modélisation à constantes localisées, est illustrée sur la Figure I-3 [14]. Elle sera ultérieurement confirmée par des mesures d'impédance effectuées dans une large gamme de fréquences lors des premières analyses des prototypes. Ces résultats seront présentés de manière plus détaillée dans le chapitre III.

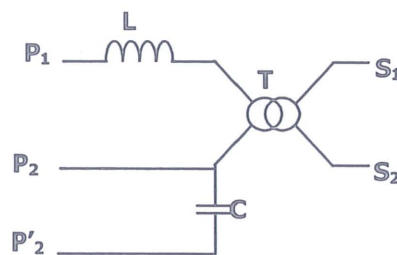


Figure I-3 : Schéma simplifié équivalent de la modélisation à constantes localisées

En conséquence, il apparaît donc possible de réaliser, à l'aide de connexions adéquates, une résonance parallèle entre  $P_1$  et  $P_2$ , et ce en reliant les points  $P_1$  et  $P'_2$ . De manière similaire, nous pouvons aussi privilégier la résonance série, qui apparaîtra cette fois-ci entre les terminaisons  $P_1$  et  $P'_2$  si nous faisons le choix de laisser les points  $P'_1$  et  $P_2$  en absence totale de connexion (points « en l'air ») [15].

### I.2.2. Réalisation du primaire

Deux types de réalisation de primaire peuvent être envisagées pour notre structure LCT : soit bobiné, soit de type planar, comme l'illustre la Figure I-4[9].



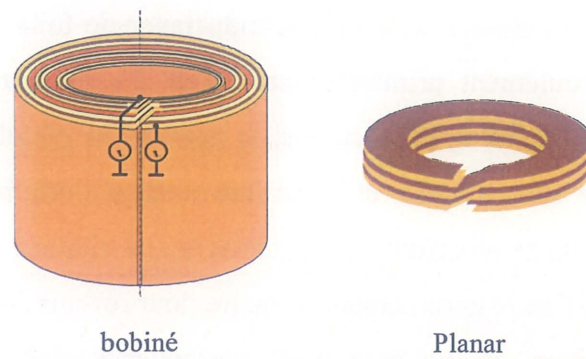


Figure I-4 : Primaire bifilaire d'un LCT, solutions bobinée et planar

Dans le premier cas, le bobinage sera simplement réalisé en utilisant des bandes de cuivre isolées qu'il nous suffira de bobiner deux 'fils' en main. Dans le second cas, il sera possible d'utiliser les techniques telles que celles qui sont classiquement mises en œuvre pour la réalisation de circuit imprimé multicouche.

### **I.3. Disposition des bobinages**

Nous avons vu précédemment (Cf. Figure I-3) que l'effet capacitif de la structure LCT peut, tout du moins au niveau de la modélisation (et donc à celui du dimensionnement), être séparé de l'effet magnétique. Ainsi, le dimensionnement du LCT va être effectué en deux temps, dans la mesure où chaque effet peut être découplé de l'autre. Ce dimensionnement comportera successivement une étude sur l'inductance d'une part, et une étude sur la capacité d'autre part.

L'inductance série du LCT sera, comme nous l'avons explicité dans le paragraphe I.3.1, l'inductance de fuite du transformateur. Suivant l'application désirée (calibres en courant et en tension, fréquence d'utilisation), il est possible d'avoir besoin de fortes valeurs d'inductances de fuite pour notre structure LCT. En conséquence, il est donc nécessaire de prendre une disposition de bobinage adaptée, permettant la faisabilité de telles valeurs.

Il faut savoir qu'à surface donnée de fenêtre de bobinage, il existe plusieurs configurations pour les dispositions des bobinages primaire et secondaire. En effet, le noyau peut être de type planar ou non ; les bobinages, quant à eux, peuvent être empilés concentriques ou bien en galettes. Les quatre possibilités résultantes sont présentées de manière schématique sur la Figure I-5.

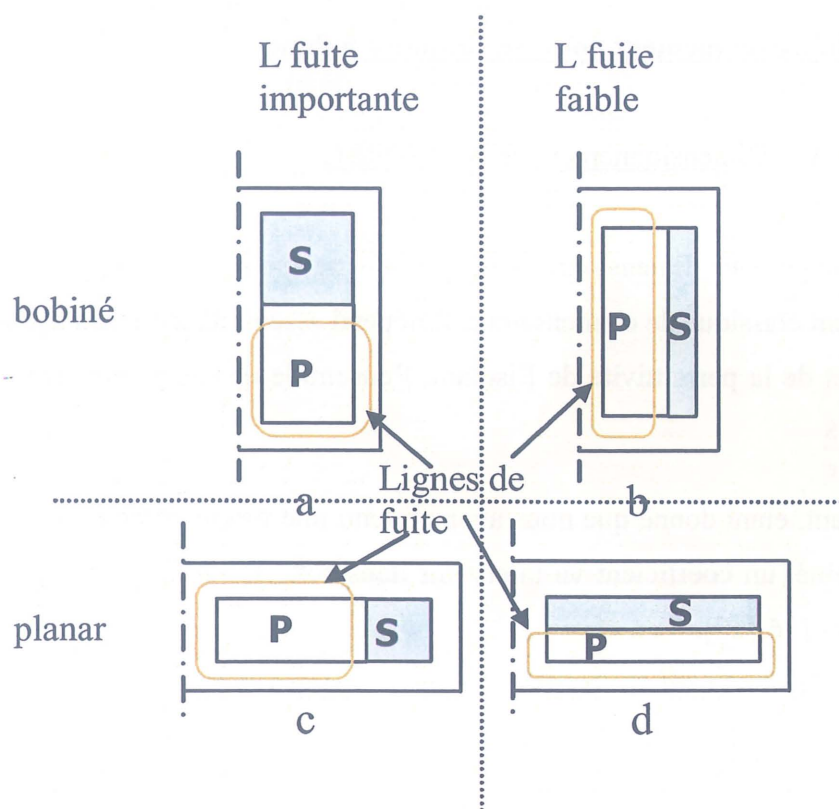


Figure I-5 : Différentes possibilités d'agencement des bobinages d'un LCT

Bien évidemment, toutes ces possibilités ne sont pas équivalentes en ce qui concerne les inductances de fuite. Certaines solutions permettent de favoriser une forte valeur de l'inductance en réduisant la réluctance des chemins de fuite, comme ce sera le cas pour les Figure I-5 a et c. En effet, le flux des fuites non canalisées par le fer sera plus important dans ces structures car la distance à parcourir dans l'air est plus courte. Les bobinages des Figure I-5 b et d ont, au contraire, tendance à coupler fortement primaire et secondaire, car la longueur du trajet dans l'air constitue un obstacle pour les lignes de fuite.

Il nous faut donc choisir entre les configurations a et c si nous désirons obtenir une valeur importante pour l'inductance de fuite  $L$ . Comme nous sommes dans une optique de diminution du volume des composants passifs, afin d'aboutir à une certaine miniaturisation, la solution d'un noyau magnétique planar (i.e. structure c) semble plus compacte et plus avantageuse, tout du moins en terme de volume occupé. Pour la suite, nous allons nous intéresser au dimensionnement d'un tel dispositif.

## I.4. Dimensionnement pour un primaire bobiné

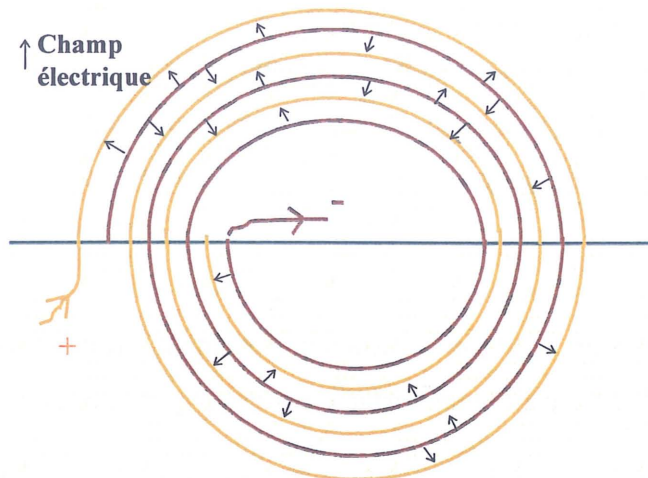
### I.4.1. Dimensionnement de la capacité C

Le principe de dimensionnement de C ne sera pas éloigné de celui d'un dimensionnement classique de condensateur. Il dépend essentiellement des surfaces en regard, de l'épaisseur et de la permittivité de l'isolant, l'ensemble de ces paramètres étant lié par la formule:  $C = \epsilon \cdot \frac{S}{e}$ .

Cependant, étant donné que nous avons retenu une forme du bobinage en spirale pour le primaire bobiné, un coefficient va intervenir dans cette formule ; celui-ci va dépendre du nombre de spires [16][17].

Pour tenir compte de cet effet, une hypothèse est nécessaire : celle-ci consiste à considérer que l'épaisseur d'isolant entre deux feuilles de cuivre est la même que celle entre deux couches.

En statique, le champ électrique va se répartir de l'armature chargée négativement à l'armature chargée positivement, comme représenté sur la Figure I-6.



*Figure I-6 : répartition du champ électrique dans un primaire de LCT bobiné.*

La simple observation de ce schéma de répartition du champ électrique dans la structure en spirale permet d'effectuer les constats suivants :

- l'armature négative va contribuer à l'effet capacitif avec les couches positives supérieures et inférieures, excepté pour le dernier tour où celle-ci n'a qu'une couche positive en regard.



- il en est de même avec l'armature positive, mais cette fois-ci, c'est la première spire qui n'admet qu'une surface en regard.

En considérant 'S' comme la surface d'une spire moyenne, la surface totale d'un primaire sera supposé égale à N·S toutefois, en conséquence des deux remarques précédentes, dans une telle structure à N spires, nous avons au total 2N-1 surfaces en regard [5][16]. Donc si en appelant 'e' l'épaisseur d'isolant (de permittivité  $\epsilon$ ) entre chaque couche, nous obtenons pour la capacité répartie la valeur suivante :

$$C = (2 \cdot N - 1) \cdot \epsilon \cdot \frac{S}{e} \quad \text{éq. I-1}$$

#### I.4.2. Dimensionnement des inductances du LCT

##### a) inductance magnétisante

Le primaire de notre structure LCT, comme nous l'avons déjà précédemment mentionné, est composé de deux conducteurs situés face à face, et bobinés en spirales ; nous nommerons respectivement ces deux conducteurs le primaire 1 et le primaire 2, comme indiqué sur la Figure I-7 ci-dessous.

Le fait d'imposer, comme précisé sur cette figure, une différence de potentiel entre une borne d'un primaire et la borne opposée de l'autre primaire, aura pour conséquence l'établissement d'un courant. Nous allons maintenant déterminer le profil de ce courant le long des deux conducteurs.

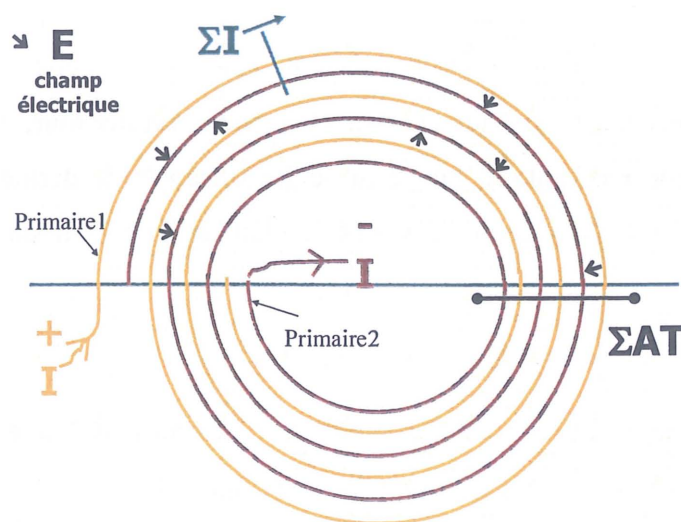


Figure I-7 : établissement du courant entre le primaire 1 et 2

Soit  $I$  la valeur initiale du courant dans le primaire 1. Lors du premier tour, ce courant va passer par effet capacitif sur le primaire 2 au niveau de la couche inférieure. En conséquence, le courant le long du primaire 1 va diminuer avec une pente  $P$  [5]. Au deuxième tour, le primaire 1 est alors entouré par deux couches de primaire 2, et le courant va donc diminuer deux fois plus rapidement (c'est-à-dire avec une pente  $2P$ ). En raisonnant de manière similaire pour le courant dans le primaire 2, nous pouvons déduire le profil du courant le long des deux conducteurs, comme le montre la Figure I-8 ci-dessous. En appelant  $I_A$  le courant dans le primaire 1 à la fin du premier tour, il nous est possible de déduire que l'expression analytique de la pente  $P$  considérée :

$$P = (I - I_A) = \frac{I_A}{(N-1) \cdot 2} \quad \text{éq. I-2}$$

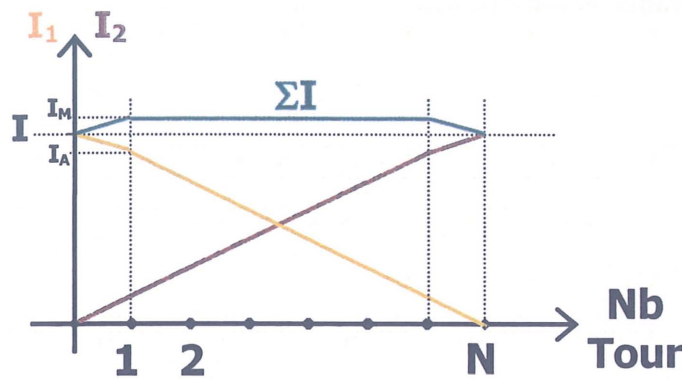


Figure I-8 : profils de courant le long des conducteurs 1 et 2

Si nous observons, toujours sur la Figure I-8, la somme des courants (notée  $\Sigma I$ ) dans les primaires 1 et 2, nous constatons que celle-ci va, lors du premier tour, croître à partir de la valeur  $I$  jusqu'à la valeur maximale  $I_M$ , puis ensuite décroître lors du dernier tour pour revenir à cette même valeur  $I$ . Nous pouvons dès lors en déduire la valeur de  $I_M$ , donnée par la relation suivante :

$$I_M = \frac{2 \cdot N \cdot I}{2 \cdot N - 1} \quad \text{éq. I-3}$$

Nous allons maintenant mettre en application le théorème d'Ampère sur une ligne de champ de notre système au niveau indiqué  $\Sigma AT$  (à mis tour) sur la Figure I-7. Soit  $l$  la longueur de cette ligne de champ. Nous obtenons alors la relation suivante :

$$H \cdot l = 2 \cdot \left( \frac{I + I_M}{2} \right) + (N - 2) \cdot I_M \quad \text{éq. I-4}$$

En remplaçant  $I_M$  par l'expression obtenue précédemment, nous obtenons pour la ligne de champ de notre système au niveau  $\Sigma_{AT}$  :

$$H \cdot l = \frac{2 \cdot N^2 - 1}{2 \cdot N - 1} \cdot I \quad \text{éq. I-5}$$

L'interprétation de ce dernier résultat permet de faire l'approximation suivante, à savoir que les deux enroulements primaires en spirale peuvent être considérés comme étant équivalents à un seul enroulement primaire classique qui a un nombre de spires équivalent  $N_{\text{éq}}$ , défini par l'équation [5]:

$$N_{\text{éq}} = \frac{2 \cdot N^2 - 1}{2 \cdot N - 1} \quad \text{éq. I-6}$$

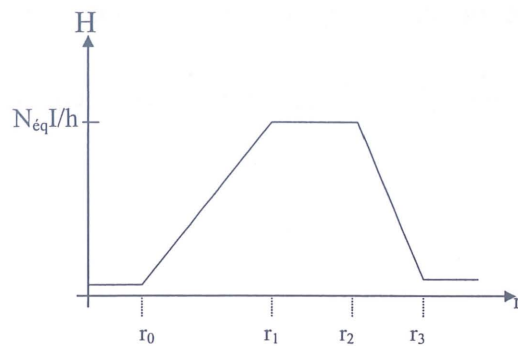
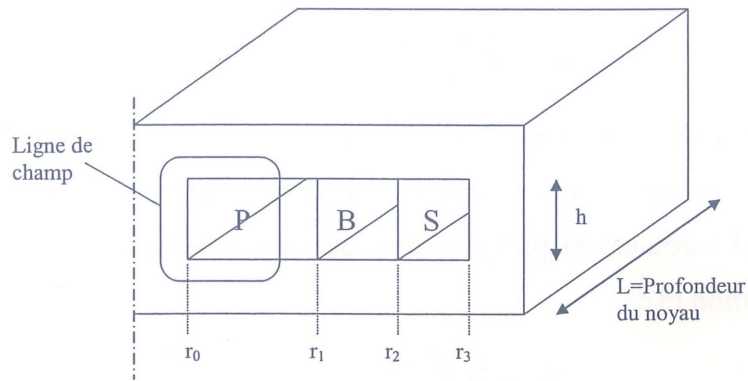
En conséquence immédiate de cette approximation, nous déduisons la valeur de l'inductance magnétisante :  $L_{\mu} = \left( \frac{2 \cdot N^2 - 1}{2 \cdot N - 1} \right)^2 \cdot \frac{1}{\mathcal{R}}$ . Un simple raisonnement sur les équivalents montre alors que cette expression de l'inductance magnétisante tend rapidement vers la valeur  $\frac{N^2}{\mathcal{R}}$ , pour  $N$  suffisamment grand. (l'erreur est de 10% pour  $N=10$ , et continue de décroître avec l'augmentation de  $N$ ).

### b) inductance de fuite

Nous avons vu au paragraphe I.3.1 que l'inductance équivalente série avec la capacité et le transformateur du LCT correspondait en fait à l'inductance de fuite représentant le couplage entre le primaire bifilaire et le secondaire. Pour déterminer sa valeur, ou tout du moins son expression analytique, il est nécessaire d'effectuer le calcul de l'énergie électromagnétique lors d'un essai en court-circuit sur l'enroulement secondaire [18]. Pour cette étude, le transformateur que nous allons considérer sera un transformateur classique avec un pot en E de profondeur  $L$ . Compte tenu des résultats obtenus précédemment, nous ferons l'hypothèse que l'enroulement primaire est un bobinage simple admettant un nombre de spires égal à  $N_{\text{éq}}$ . Par ailleurs, le secondaire est aussi constitué d'un bobinage simple avec  $N_2$  spires. Entre ces deux bobinages, il existe dans la fenêtre un espace libre appelé  $B$ , où il nous est possible de mettre un matériau magnétique de perméabilité  $\mu_r$ . L'insertion de ce matériau magnétique entre les deux enroulements nous permet ainsi de réaliser un court circuit magnétique pour notre essai de détermination de l'inductance de fuite [19][20]. La Figure I-9 illustre ces considérations, en précisant les cotations respectives pour l'enroulement primaire



P, l'enroulement secondaire S et l'espace inter-bobinage B où sera inséré le barreau de fuite de perméabilité  $\mu_r$ .



P= primaire, S= secondaire,

B= barreau de fuite de perméabilité  $\mu_r$

Figure I-9 : représentation du transformateur et répartition du champ dans la fenêtre de bobinage pour cet essai

En faisant l'hypothèse que le champ est vertical dans la fenêtre et nul dans le ferrite (c'est-à-dire  $\mu_{\text{ferrite}} \infty$ ), nous en déduisons que toute l'énergie de fuite est stockée uniquement dans la fenêtre de bobinage. Premièrement, nous obtenons les trois relations suivantes, qui correspondent respectivement au champs dans l'enroulement primaire P ( $r_0 < r < r_1$ ), dans le barreau de fuite B ( $r_1 < r < r_2$ ) et dans l'enroulement secondaire S ( $r_2 < r < r_3$ ) :

$$r_0 < r < r_1 : H = \frac{N_{\text{eq}} \cdot I_1 \cdot (r - r_0)}{h \cdot (r_1 - r_0)}$$

$$r_1 < r < r_2 : H = \frac{N_{\text{eq}} \cdot I_1}{h}$$

éq. I-7

$$r_2 < r < r_3 : H = \frac{N_{\text{eq}} \cdot I_1 \cdot (r_3 - r)}{h \cdot (r_3 - r_2)}$$

Ensuite, compte tenu de l'hypothèse sur la nullité du champ dans le ferrite, nous pouvons traduire le fait que l'énergie de l'inductance de fuite est représentée par l'énergie électromagnétique comprise dans la fenêtre, en écrivant la relation suivante :

$$W_{em} = \iiint_V \frac{\mu \cdot H^2(r)}{2} dV = \frac{1}{2} l_f \cdot I_1^2 \quad \text{éq. I-8}$$

Suivant notre géométrie dont les côtes sont indiquées Figure I-9 et en considérant les deux fenêtres de bobinage (puisque nous avons fait le choix d'un pot en E, donc symétrique), l'élément de volume pour l'intégrale triple s'écrit sous la forme :  $dV = 2.L \times h \times dr$ , ce qui permet de ramener le problème à une intégrale simple. Nous en déduisons alors l'expression de l'inductance de fuite  $l_f$  :

$$l_f = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot L \cdot h \cdot N_{\text{éq}}^2}{h^2} \left[ \int_{r_0}^{r_1} \left( \frac{r - r_0}{r_1 - r_0} \right)^2 dr + \int_{r_1}^{r_2} \mu_r \cdot dr + \int_{r_2}^{r_3} \left( \frac{r_3 - r}{r_3 - r_2} \right)^2 dr \right] \quad \text{éq. I-9}$$

Etant données les hypothèses précédemment faites, l'inductance de fuite d'un tel transformateur est donnée par la formule suivante :

$$l_f = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot L \cdot N_{\text{éq}}^2}{3 \cdot h} [(r_1 - r_0) + 3 \cdot \mu_r (r_2 - r_1) + (r_3 - r_2)] \quad \text{éq. I-10}$$

En cas d'absence de barreau de fuite entre les enroulements primaire et secondaire, nous remplacerons  $\mu_r$  par la valeur 1.

Cette formulation de  $l_f$  nous permet de constater que l'inductance de fuite dépend notamment de l'espacement entre les enroulements primaire et secondaire, ce qui implique en conséquence une mauvaise utilisation de la fenêtre de bobinage pour une forte valeur désirée.

### **I.5. Etude du volume du LCT**

Nous allons à présent nous intéresser dans cette partie au gain en volume qu'est susceptible d'apporter le LCT par rapport à une structure discrète du même type et remplissant des fonctionnalités identiques. Avant toute chose, il est nécessaire de fixer les volumes de la structure discrète. C'est à partir de ces volumes ainsi que de leur mutualisation que nous pourrons effectuer le calcul du volume du LCT [21].

Notre composant est conçu de manière à fonctionner dans une structure à résonance comme nous le verrons ultérieurement au chapitre II. Dans de telles structures, et plus particulièrement dans le cas des structures à résonance série, c'est à la fréquence de résonance

que la puissance maximale est transmise ; en conséquence, c'est à ce point de fonctionnement qu'est classiquement effectué le dimensionnement.

### I.5.1. Dimensionnement du transformateur.

A la fréquence de résonance, nous avons les relations suivantes pour la puissance et la tension de sortie :  $P=P_{max}$  et  $V_s=m \cdot E/2$ , où  $m$  est le rapport de transformation et  $E$  la tension d'entrée de l'onduleur en demi pont sur le circuit LC en série avec le transformateur, comme l'illustre la Figure I-10.

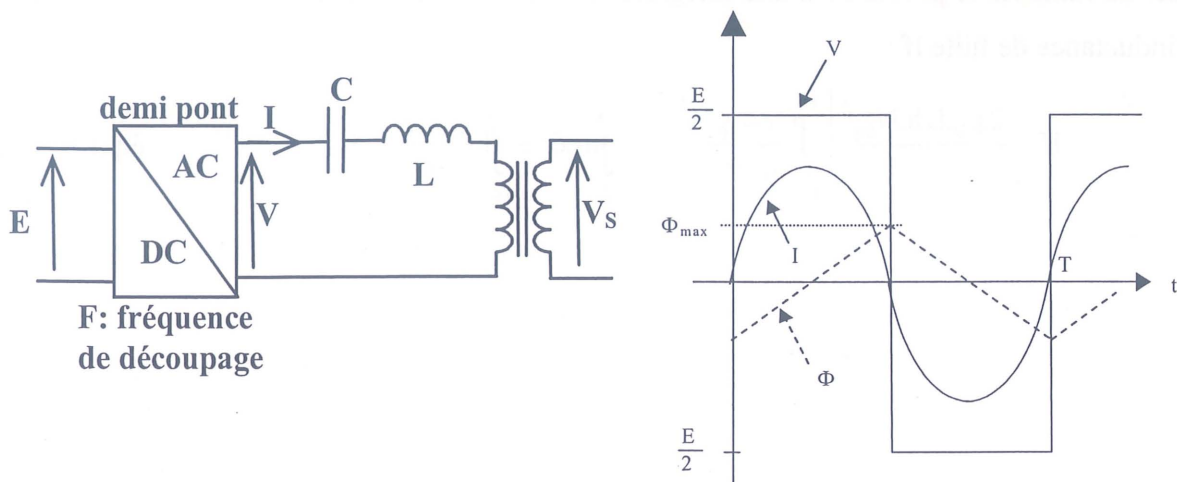


Figure I-10 : résonance série en demipont avec quelques formes d'ondes.

Dans une telle structure, le courant  $I$  est sinusoïdal, comme nous le constatons sur les formes d'onde de la Figure I-10, et nous pouvons donc écrire pour la puissance maximale la relation suivante :

$$P_{max} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E}{\sqrt{2}} I_{eff} \quad \text{éq. I-11}$$

D'autre part, le flux maximal dans le circuit magnétique du transformateur peut être déterminé via la relation :  $\frac{V_s}{m \cdot L_\mu} \cdot \frac{T}{2} = 2 \cdot I_{\mu_{max}}$  où  $L_\mu$  est l'inductance magnétisante et  $I_\mu$  le courant magnétisant. Ce flux maximal  $\Phi_{max}$  s'exprime de manière analytique comme suit :

$$\phi_{max} = L_\mu \cdot I_{\mu_{max}} = \frac{V_s \cdot T}{4 \cdot m} = \frac{V_s}{4 \cdot m \cdot F} \quad \text{éq. I-12}$$

Comme nous avons aussi la relation :  $\Phi_{max} = B_{max} \cdot S_f \cdot N_1$ , nous déterminons ainsi la surface de fer  $S_f$  du transformateur :

$$S_f = \frac{V_s}{4 \cdot m \cdot F \cdot B_{\max} \cdot N_1} \quad \text{éq. I-13}$$

La deuxième grandeur à déterminer est la surface de bobinage, donnée par la relation :

$S_b = K_b(N_1 \cdot S_1 + N_2 \cdot S_2)$  avec :

$K_b$  coefficient de bobinage

$N_1$  et  $N_2$  les nombres respectifs de spires au primaire et au secondaire

$S_1$  et  $S_2$  les sections respectives des enroulements primaires et secondaires.

Si nous considérons que les densités de courant dans les bobinages primaire et secondaire sont identiques et égales à  $J$ , alors, nous obtenons la relation suivante :

$$S_b = 2 \cdot K_b \cdot N_1 \cdot \frac{I_{\text{eff}}}{J} \quad \text{éq. I-14}$$

Des équations précédentes (c'est-à-dire éq. I-11, éq. I-13 et éq. I-14) nous déduisons facilement l'expression du produit  $S_b S_f$  du transformateur :

$$S_b S_f = \frac{K_b \cdot \sqrt{2} \cdot \pi}{8 \cdot F \cdot B_{\max} \cdot J} \cdot P \quad \text{éq. I-15}$$

### I.5.2. Dimensionnement de l'inductance.

En partant de l'expression du flux maximal  $\Phi_{\max} = L \cdot I_{\max}$  nous obtenons la surface de fer nécessaire :

$$\phi_{\max} = B_{\max} \cdot S_f \cdot N \quad \Rightarrow \quad S_f = \frac{L \cdot I_{\max}}{B_{\max} \cdot N} \quad \text{éq. I-16}$$

La surface de bobinage de l'inductance est quant à elle obtenue grâce à l'expression suivante, semblable à celle de l'éq. I-14 :

$$S_b = K_b \cdot N \cdot \frac{I_{\text{eff}}}{J} \quad \text{éq. I-17}$$

Le produit des aires  $S_b S_f$  de l'inductance se déduit une nouvelle fois des deux équations précédentes et vaut en conséquence :

$$S_b S_f = \frac{K_b \cdot \sqrt{2}}{B_{\max} \cdot J} \cdot L \cdot I_{\text{eff}}^2 \quad \text{éq. I-18}$$

Le choix de la valeur de l'inductance  $L$  est relié à la valeur de la fréquence  $F$  et de la tension  $V_c$  maximale admissible aux bornes du condensateur  $C$ , via la relation sur la valeur efficace :



$$V_{c_{\text{eff}}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot I_{\text{eff}} \quad \text{éq. I-19}$$

Les produits respectifs  $S_b S_f$  du transformateur et de l'inductance sont directement liés au volume de ces composants. Afin de comparer l'encombrement relatif de chacun de ces composants, nous allons calculer le rapport entre les deux produits des aires  $S_b S_f$ . Nous noterons respectivement ce produit  $(S_b S_f)_T$  pour le transformateur et  $(S_b S_f)_L$  pour l'inductance. Des équations éq. I-11 et éq. I-15 nous déduisons pour le transformateur :

$$(S_b S_f)_T = \frac{K_b}{4 \cdot F \cdot B_{\text{max}} \cdot J} \cdot E \cdot I_{\text{eff}} \quad \text{éq. I-20}$$

En considérant  $K_b$ ,  $B_{\text{max}}$  et  $J$  identiques pour les deux composants, et en reprenant les équations précédentes, le rapport des produits  $S_b S_f$  s'écrit :

$$\frac{(S_b S_f)_T}{(S_b S_f)_L} = \frac{E}{\sqrt{2} \cdot F \cdot L \cdot I_{\text{eff}}} \quad \text{éq. I-21}$$

Nous avons précédemment précisé que nous effectuons le dimensionnement en nous plaçant à la fréquence de résonance, c'est-à-dire  $F = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ . De plus, avec l'éq. I-19, nous pouvons alors écrire :

$$\frac{(S_b S_f)_T}{(S_b S_f)_L} = \frac{\pi}{4\sqrt{2}} \cdot \frac{E}{V_{c_{\text{eff}}}} \quad \text{éq. I-22}$$

Si, par exemple, nous admettons pour la tension  $V_c$  un facteur de surtension de  $\frac{\pi}{2}$  par rapport à la valeur  $\frac{E}{2}$ , nous constatons alors que le rapport des produits des aires  $S_b S_f$  est unitaire, ce qui signifie simplement que les volumes d'inductance et de transformateur seront comparables avec le facteur de surtension choisi.

Nous partons de cette constatation pour construire le reste de notre raisonnement. Nous définissons  $V_T$  comme étant le volume du transformateur. Ce volume peut se décomposer en deux volumes, respectivement un volume de fer  $V_{FT}$  et un volume de bobinage  $V_{BT}$ . Si nous considérons les pertes fer comme étant égales aux pertes cuivre (point de rendement maximal) et les densités volumiques de pertes identiques pour les deux matériaux, il vient, d'une part :

$$V_{FT} = V_{BT} = \frac{V_T}{2} \quad \text{éq. I-23}$$

D'autre part, les pertes pour les enroulements primaire et secondaire étant identiques, les volumes de ces deux bobinages  $V_{BpT}$  et  $V_{BsT}$  sont identiques et valent :  $V_{BpT} = V_{BsT} = \frac{V_T}{4}$ .

Les mêmes raisonnements effectués cette fois-ci pour l'inductance conduisent au résultat suivant :

$$V_{FL} = V_{BL} = \frac{V_L}{2} \quad \text{éq. I-24}$$

Le volume total de composants passifs pour réaliser le circuit résonant plus le transformateur sera pour une réalisation discrète la somme de ces volumes à laquelle nous ajoutons celui du condensateur  $V_C$ .

$$V_{\text{Total discret}} = V_T + V_L + V_C \quad \text{éq. I-25}$$

Nous allons maintenant voir quel sera ce volume pour une réalisation intégrée dans le cadre de notre étude du LCT. Regardons dans un premier temps l'évolution de ces volumes dans le cas d'une intégration de L et T dans un seul composant :

Nous noterons respectivement :

$V_{LT}$  le volume total du composant LT

$V_{BpLT}$  le volume de l'enroulement primaire du composant LT

$V_{BsLT}$  le volume de l'enroulement secondaire du composant LT

$V_{FLT}$  le volume du circuit magnétique du composant LT.

Ainsi, le volume total du LT peut s'écrire :

$$V_{LT} = V_{BpLT} + V_{BsLT} + V_{FLT} \quad \text{éq. I-26}$$

Lorsque nous intégrons une inductance et un transformateur au sein d'un même composant, l'inductance représente en réalité l'inductance de fuite du transformateur. Cette intégration présente donc l'avantage de se faire sans accroissement du volume de l'enroulement primaire. Le bobinage secondaire, lui aussi ne sera pas modifié, nous en déduisons les relations suivantes :

$$V_{BpLT} = V_{BpT} = \frac{V_T}{4} \quad \text{éq. I-27}$$

$$V_{BsLT} = V_{BsT} = \frac{V_T}{4}$$

Il faut à ce niveau noter que seule la taille du circuit magnétique sera augmentée d'un facteur  $k$ , terme qui sera fonction de l'énergie à stocker (énergie qui s'exprime  $0,5 \cdot L_f I^2$  avec  $L_f$  inductance de fuite) d'où la relation suivante :

$$V_{FLT} = k \cdot V_{FT} = k \cdot \frac{V_T}{2} \quad \text{éq. I-28}$$

Des trois équations précédentes, nous déduisons:

$$V_{LT} = V_{BpLT} + V_{BsLT} + V_{FLT} = (1 + k) \frac{V_T}{2} \quad \text{éq. I-29}$$

Dans le cas du LCT discret, vient se rajouter à ce volume celui qui correspond au condensateur  $V_{CLCT}$  à intégrer dans le composant LT. Afin de rajouter la fonction C dans notre composant, l'enroulement primaire est réalisé par deux feuilles de cuivre bobinées concentriquement et isolées par un diélectrique à forte perméabilité, comme cela a été précédemment expliqué en début de chapitre, et comme l'illustre la Figure I-11.

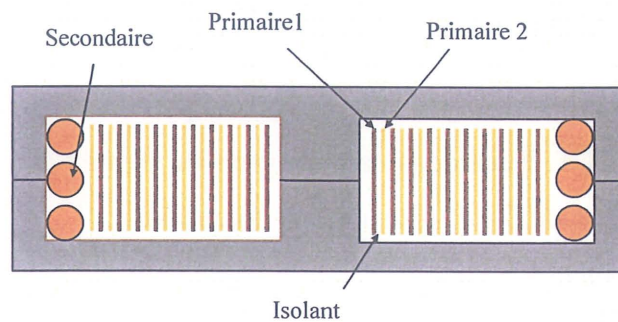


Figure I-11 : vue en coupe de la topologie d'un LCT intégré

Le volume du condensateur dans le LCT (que nous noterons  $V_{CLC}$ ) est donc pris en compte dans le volume du bobinage primaire de ce LCT ( $V_{BpLCT}$ ). De plus, en faisant l'hypothèse consistant à dire que les volumes de la ferrite et de l'enroulement secondaire ne changent pas par rapport à celui du composant LT, nous pouvons écrire la relation suivante pour déterminer le volume du LCT:

$$V_{LCT} = V_{BpLCT} + V_{BsLT} + V_{FLT} \quad \text{éq. I-30}$$

Comme il a été expliqué en début de chapitre, le courant circulant entre les deux enroulements primaires est un courant capacitif. Pour le calcul suivant, nous allons simplifier le profil de courant le long des primaires donné précédemment sur la Figure I-8 et considérer, pour ces courants, le profil suivant :



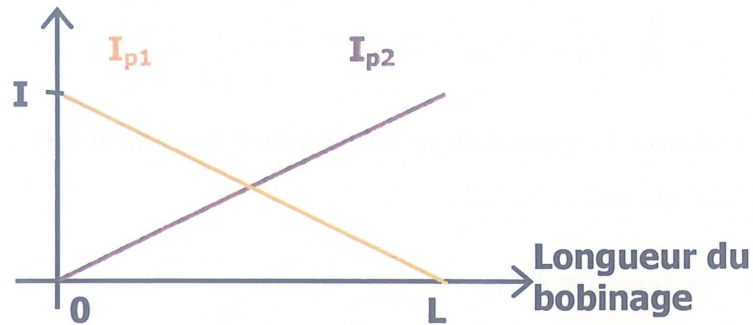


Figure I-12 : profil du courant simplifié le long des deux enroulements primaires

Pour avoir les mêmes pertes volumiques dans les bobinages du composant LCT intégré que dans le composant LT, il faut nécessairement que la densité surfacique de courant soit la même dans les deux cas.

La Figure I-12 nous permet de calculer les courants efficaces équivalents au primaire  $I_{Peff\ eq}$  dans le cas du LCT.

$$I_{P1eff\ eq} = I_{P2eff\ eq} = \sqrt{\frac{1}{L} \int_0^L \left( \frac{I}{L} \cdot \ell \right)^2 d\ell} = \frac{I}{\sqrt{3}} \quad \text{éq. I-31}$$

La surface de cuivre  $S_{BpLCT}$  d'un enroulement primaire du composant LCT intégré doit donc en conséquence être  $\sqrt{3}$  fois plus faible que la surface du cuivre  $S_{BpLT}$  de primaire du composant LT. Comme nous avons deux enroulements primaires, cela implique une augmentation d'un facteur  $\frac{2}{\sqrt{3}}$  de la surface de bobinage des primaires par rapport au composant LT. Le volume de ce bobinage sera donc augmenté dans les mêmes proportions si nous jouons sur sa hauteur, ce qui nous permet d'écrire la relation :

$$V_{BpLCT} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{BpT} \quad \text{éq. I-32}$$

Ce volume  $V_{BpLCT}$  prend aussi en compte le volume du condensateur à réaliser. Considérant que ce condensateur est réalisé avec les mêmes matériaux que le condensateur discret que nous aurions utilisé, ce volume représente aussi le volume du composant discret, ce qui se traduit donc par :  $V_C = V_{BpLCT}$ .

Nous établissons maintenant un bilan comparatif des volumes pour la solution discrète et pour la solution intégrée.

Pour la solution intégrée, l'éq. I-30 nous donne :



$$V_{LCT} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{BpT} + V_{BsT} + k \cdot V_{TF} = \left( \frac{2 + \sqrt{3}}{4 \cdot \sqrt{3}} + \frac{k}{2} \right) V_T \quad \text{éq. I-33}$$

En ce qui concerne le volume de la solution discrète, il peut être déduit des équations éq. I-25 et éq. I-23, ce qui nous conduit à :

$$V_{\text{Total discret}} = 2 \cdot V_T + V_{BpLCT} = \left( 2 + \frac{1}{2\sqrt{3}} \right) V_T \quad \text{éq. I-34}$$

Ces résultats impliquent un rapport de volume s'exprimant analytiquement de la façon suivante :

$$\frac{V_{LCT}}{V_{\text{Total discret}}} = \frac{2 + \sqrt{3} + 2\sqrt{3} \cdot k}{8\sqrt{3} + 2} \quad \text{éq. I-35}$$

Si nous considérons que l'accroissement du volume du circuit magnétique pour stocker l'énergie  $0,5L_f I^2$  est de un quart, nous fixons alors  $k=1,25$ , ce qui nous donne numériquement :

$$\frac{V_{LCT}}{V_{\text{Total discret}}} = 0,51 \quad \text{éq. I-36}$$

Nous voyons ici qu'il est théoriquement possible de gagner un facteur 2 sur le volume des composants passifs en passant d'une solution discrète à une solution intégrée. De plus, tous ces raisonnements ayant été conduits en considérant les pertes volumiques constantes, le même facteur peut raisonnablement être espéré pour les pertes.

## I.6. Conclusion

Ce premier chapitre nous a permis de définir plus précisément la notion de composant LCT notamment au niveau du fonctionnement inhérent à un tel dispositif. De cette analyse a découlé un schéma électrique comportemental simplifié, schéma qui sera vérifié ultérieurement au chapitre III. Nous avons également pu effectuer un pré-dimensionnement des valeurs caractéristiques du LCT après avoir choisi une disposition adéquate de bobinage dans un circuit magnétique adapté. Enfin, une étude théorique analytique a montré les probables avantages d'un composant LCT par rapport à des composants discrets tant du point de vue volume que du point de vue des pertes énergétiques.

Le schéma simplifié, quant à lui, nous a montré qu'il était possible d'utiliser un même composant au sein d'une structure fonctionnant soit en résonance série soit en résonance parallèle. Ce constat nous permet de passer à la suite de l'étude, à savoir l'exploitation et la mise en œuvre d'un dispositif LCT dans un convertisseur. Dans le chapitre suivant, nous allons utiliser le LCT dans une structure particulière à résonance série. Le mode de fonctionnement de cette dernière sera expliqué avec précision ce qui nous permettra de calculer les valeurs de L et C nécessaires pour répondre à un cahier des charges fixé. Le dimensionnement de tous les composants de la structure sera également explicité.



**EJ CRKVTG'K0''''UVTWEVWTG'S WCUKTGUQP CPVG'UGTKG**





## **II.1. Introduction**

Dans le chapitre précédent, nous avons expliqué le principe de fonctionnement d'un LCT et défini son schéma électrique simplifié. Nous avons également pré dimensionné ses valeurs caractéristiques après avoir choisi un circuit magnétique et une disposition de bobinage appropriée.

Afin de valider notre approche analytique sur le dimensionnement et la conception d'un composant intégré LCT, nous avons fait le choix de l'insérer dans la structure d'une alimentation d'une puissance de 60W. Pour cela, compte tenu du composant obtenu, il nous est apparu naturel de vouloir le placer au sein d'une alimentation fonctionnant sur le principe bien connu de la résonance.

Dans cette seconde partie, nous allons tout d'abord détailler le principe de la résonance série en pont complet, pour ensuite expliquer notre choix de la structure quasi résonante par rapport à cette dernière, en soulignant ses avantages, notamment dans le cadre de l'étude envisagée. Enfin, une étude approfondie de la structure choisie sera faite ainsi qu'un dimensionnement analytique de tous les composants (interrupteurs commandés, diodes, composants passifs) la constituant. Il s'en suivra une application numérique basée sur les exigences du cahier des charges, permettant ainsi de choisir les interrupteurs appropriés.

Pour cette étude, le cahier des charges nous a été proposé par le GDR ISP (Groupement De Recherche Intégration des Systèmes de Puissance). Il s'agit en l'occurrence d'une alimentation d'une puissance de 60W, avec une tension en sortie  $V_S$  de 5V, pour une tension d'entrée  $E$  d'environ 300V. Cette alimentation est destinée à un fonctionnement à une fréquence de 250kHz.

## **II.2. Résonance série en pont complet**

Nous présentons sur la Figure II-1 ci-dessous la structure complète pour la résonance série en pont complet :

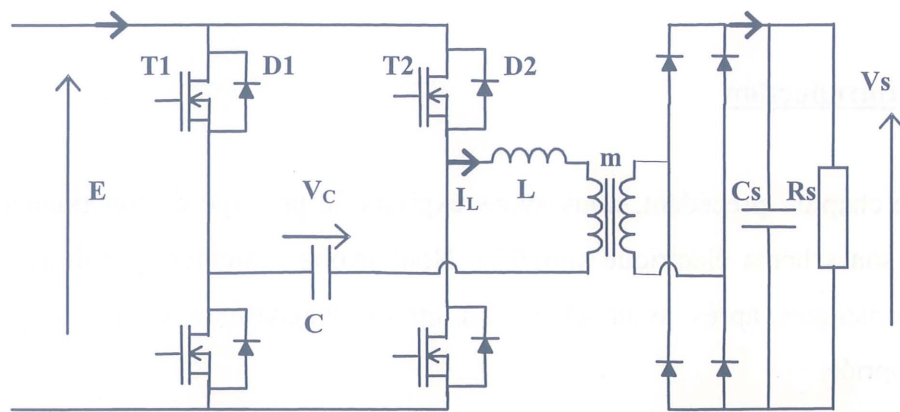


Figure II-1 : schéma de la résonance série en pont complet

Pour un tel montage, nous savons que la puissance maximale est transitée pour une fréquence de travail proche de la fréquence de résonance  $F_0$ , donnée par la formule suivante [18] :

$$F_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad \text{éq. II-1}$$

Pour cette fréquence de travail, nous avons, en première approximation, la relation entre tensions d'entrée et de sortie :  $V_s \approx m \cdot V_e$ .

Ce résultat nous permet de fixer le rapport de transformation  $m$  du transformateur. D'autre part, il est possible de montrer que le transformateur et l'étage redresseur avec la charge sont équivalents, au premier harmonique, à une résistance ramenée au primaire. La valeur de cette dernière est donnée par l'équation éq. II-2 :

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2 \cdot m^2} \cdot R_s \quad \text{éq. II-2}$$

Ainsi, en se plaçant à la fréquence de résonance, nous déduisons l'expression du courant maximum dans le primaire :

$$I_{max} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_e}{R_{eq}} \quad \text{éq. II-3}$$

Dans ces conditions, la tension maximale aux bornes de la capacité  $C$  est alors donnée par l'éq. II-4 :

$$V_{cmax} = \frac{I_{max}}{C \cdot 2\pi \cdot F_0} \quad \text{éq. II-4}$$

En se fixant arbitrairement une tension maximale admissible par cette capacité (300V par exemple), nous obtenons une autre relation entre  $L$  et  $C$  :

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{V_{cmax}}{m \cdot I_s} \quad \text{éq. II-5}$$

La résolution de ce système à deux inconnues (C & L) nous permet de déterminer pour le cahier des charges détaillé ci-dessus les valeurs nécessaires respectives pour la capacité et l'inductance. L'application numérique correspondant à ce cahier des charges montre qu'il nous faut, pour une structure à résonance série en pont complet, une capacité et une inductance vérifiant :  $C=0,67\text{nF}$  et  $L=610\mu\text{H}$ . Cette dernière valeur est relativement élevée pour une inductance de fuite de transformateur et, comme nous l'avons fait remarquer au chapitre précédent, peut entraîner un dimensionnement du LCT mettant en œuvre une mauvaise utilisation de la fenêtre de bobinage.

De plus, il apparaît que le rapport de transformation  $m$  pour une telle structure serait de  $1/60$ , ce qui pourrait causer des problèmes de réalisation pratique des bobinages dans le cadre de notre étude.

Cependant, une structure classique à résonance série en demi-pont aurait pu être préférable à cette structure en pont complet. Elle présente en effet l'avantage non négligeable de n'avoir que deux interrupteurs commandés contre quatre pour la structure à résonance série en pont complet. De plus, elle aurait nécessité, pour le même cahier des charges, une inductance  $L$  de  $270\mu\text{H}$  et une capacité  $C$  de  $1,5\text{nF}$  ; ces résultats s'avèrent être moins limitants que ceux obtenus pour la structure en pont complet au niveau de la valeur de l'inductance de fuite. Toutefois, une telle structure aurait nécessairement fait intervenir un point milieu capacitif avec deux condensateurs supplémentaires à intégrer, condensateurs par ailleurs de forte valeur. En conséquence, et dans la mesure où notre étude s'inscrit dans une optique de diminution du volume occupé par les composants passifs, cette solution d'une structure à résonance série en demi-pont n'a pas été retenue.

### **II.3. Quasi résonance série**

La structure quasi résonante série, comme les structures précédentes, se prête bien à l'intégration des composants passifs sous forme de composants LCT. De plus, elle présente, tout comme la structure résonante série en demi pont, l'avantage de ne nécessiter qu'un nombre réduit d'interrupteurs commandés (deux contre quatre pour la structure résonante série en pont complet).

Nous allons maintenant expliquer plus en détail le principe de cette structure, en distinguant les différentes phases de fonctionnement.



### II.3.1. Fonctionnement de la structure

La Figure II-2 ci-dessous présente la structure quasi résonante série dans son ensemble, telle que nous l'avons envisagée :

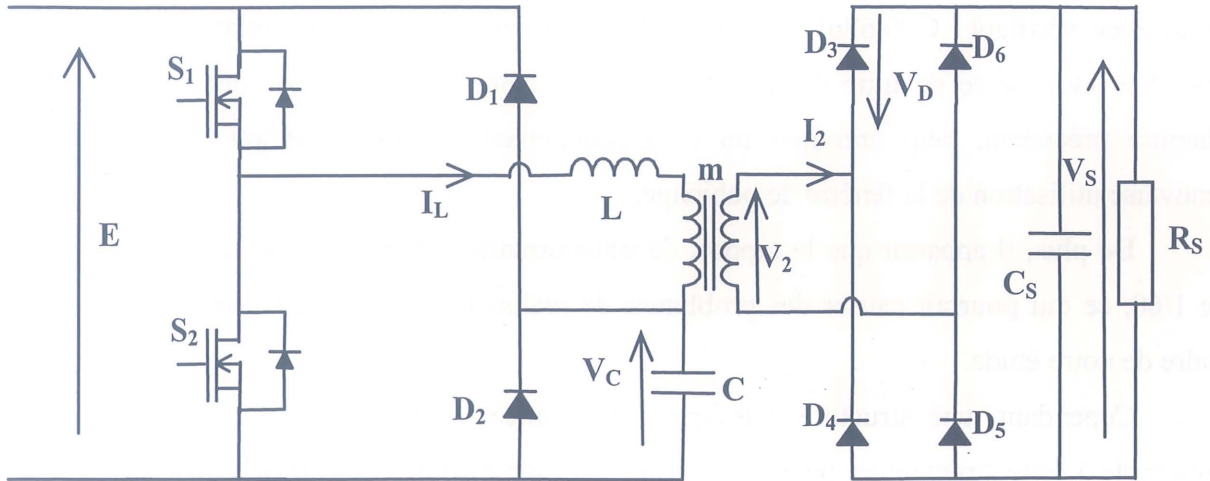


Figure II-2 : schéma de la structure

Au niveau de la capacité  $C$  et de l'inductance  $L$ , les conditions initiales pour l'étude fonctionnelle de cette structure sont les suivantes :  $V_c=0$  et  $I_L=0$ .

Il est possible de séparer le fonctionnement en deux fois trois phases, c'est-à-dire que nous distinguons l'alternance positive et l'alternance négative. Nous allons ici analyser uniquement les trois phases de l'alternance positive, l'alternance négative pouvant être aisément déduite par symétrie de la précédente.

#### a) Première phase :

Nous fermons l'interrupteur  $S_1$  ; l'interrupteur  $S_2$  est ouvert, et la diode  $D_1$  reste bloquée car nous avons initialement la relation  $0 < V_c < E$ . La diode  $D_2$  quant à elle est également bloquée. En conséquence, un courant  $I_L > 0$  s'établit dans l'inductance  $L$  ; ce qui entraîne un courant  $I_2 > 0$  au niveau du secondaire, et les diodes  $D_3$  et  $D_5$  entrent donc en conduction.

Nous en déduisons la relation suivante :

$$V_2 = V_s + 2 \cdot V_D$$

Nous obtenons ainsi pour cette première phase de fonctionnement le schéma équivalent de la Figure II-3:



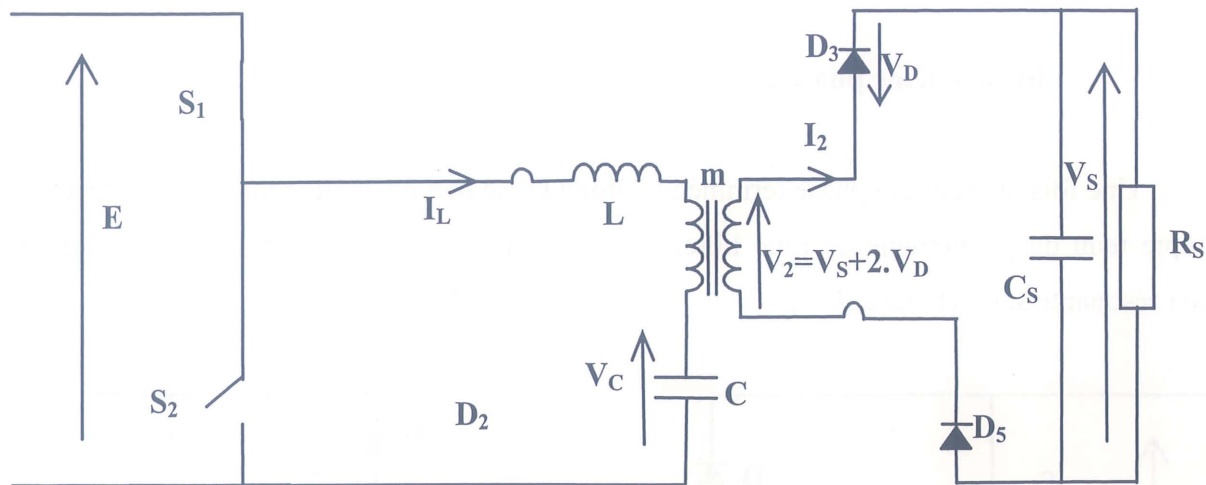


Figure II-3 : schéma équivalent de la première phase

Il nous est alors facile de déduire les équations électriques gérant le fonctionnement de ce circuit résonant série, résumées par l'éq. II-6 :

$$\begin{cases} E = L \cdot \frac{di_L}{dt} + \frac{V_2}{m} + V_C \\ I_L = C \cdot \frac{dV_C}{dt} \end{cases} \quad \text{éq. II-6}$$

La résolution de ce système et de l'équation différentielle du second degré qui en découle, en tenant compte des conditions initiales du circuit, nous permet de trouver les expressions des tensions et des courants qui nous intéressent, à savoir  $V_C$  et  $I_L$  :

$$\begin{cases} V_C = \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot (1 - \cos(\omega \cdot t)) \\ I_L = \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \sin(\omega \cdot t) \end{cases} \quad \text{éq. II-7}$$

Cette première phase prend fin lorsque la tension  $V_C$  devient supérieure à  $E$ . En effet, à cet instant  $t_1$ , la diode  $D_1$  se met en conduction (puisque  $V_{D1} = V_C - E$ ), et intervient alors un phénomène de roue libre. En conséquence, la valeur maximale de la tension aux bornes de la capacité sera donc écrêtée à la valeur de la tension d'alimentation  $E$ . Pour atteindre ce changement de phase, il est nécessaire d'avoir une condition sur les niveaux de tension, traduite par l'inégalité suivante :

$$2 \cdot \left( E - \frac{V_2}{m} \right) > E, \text{ c'est-à-dire } E > 2 \cdot \frac{V_2}{m}.$$

### b) Deuxième phase :

Une fois la première phase terminée la diode  $D_1$  se met en conduction. Nous obtenons, compte tenu du phénomène de roue libre, un nouveau schéma équivalent pour la structure quasi résonante série (Figure II-4).

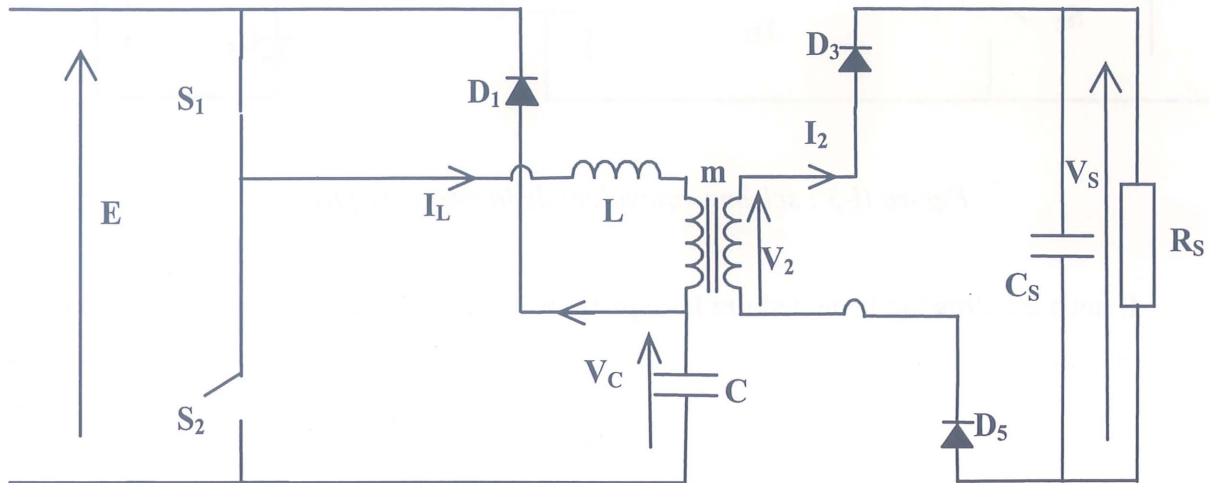


Figure II-4 : schéma équivalent de la deuxième phase

Ce schéma équivalent permet d'affirmer que la tension  $V_c$  reste donc égale à  $E$  tout au long de cette seconde phase ; l'inductance  $L$ , quant à elle, se décharge à tension constante  $V_2/m$ . En conséquence, la nouvelle équation gérant le courant  $I_L$  durant cette phase de fonctionnement est la suivante :

$$I_L = -\frac{V_2}{m \cdot L} \cdot t + I_1 \quad \text{éq. II-8}$$

Dans cette expression,  $I_1$  correspond à la valeur du courant dans  $L$  à l'instant  $t_1$ . Ces deux valeurs significatives, à savoir  $I_1$  et  $t_1$ , peuvent être déterminées de manière analytique à partir de l'équation II-7.

$$I_1 = \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \sin(\omega \cdot t_1)$$

et

$$\cos(\omega \cdot t_1) = \frac{1}{1 - \frac{m \cdot E}{V_2}} \quad \text{éq. II-9}$$

Soit, pour la détermination de la valeur du courant  $I_1$  :

$$I_1 = \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \sqrt{E \cdot \left( E - \frac{2 \cdot V_2}{m} \right)} \quad \text{éq. II-10}$$

Le courant dans l'inductance  $L$  diminue alors que celle-ci se décharge ; cette deuxième phase prend fin lorsque  $I_L$  devient égal à 0 car en effet, à cet instant  $t_2$ , la diode  $D_1$  se bloque. A partir de l'éq. II-8, nous déterminons l'expression analytique du temps  $t_2$  (en prenant la nouvelle origine des temps au début de la phase 2) :

$$t_2 = \frac{m \cdot L \cdot I_1}{V_2} \quad \text{éq. II-11}$$

### c) Troisième phase :

Une fois la diode  $D_1$  bloquée, le courant  $I_L$  reste nul et la tension  $V_C$  est toujours égale à  $E$ . C'est la phase durant laquelle l'interrupteur  $S_2$  doit être commandé ; en conséquence, cette phase prend fin à l'instant  $T_d/2$ , lorsque l'interrupteur  $S_2$  se ferme. Nous obtenons ainsi une deuxième condition sur le fonctionnement de la structure, qui se traduit par une inégalité sur les temps correspondant aux différentes phases de fonctionnement, à savoir:

$$t_1 + t_2 < T_d/2.$$

Pour la demi-période suivante (alternance négative), nous retrouvons un fonctionnement similaire en trois phases, avec premièrement une phase de résonance où le courant dans l'inductance possède une alternance négative (les diodes  $D_4$  et  $D_6$  conduisent, et nous avons donc la relation suivante :  $V_2 = -V_s - 2 \cdot V_D$ ) alors que la tension aux bornes de la capacité va décroître jusqu'à s'annuler. S'en suit une seconde phase où intervient un phénomène de roue libre avec la diode  $D_2$  ; phase durant laquelle le courant  $I_L$  négatif va croître linéairement jusqu'à s'annuler. Pour la troisième phase, nous nous retrouvons dans les conditions initiales précédant la première phase de la première demi période (alternance positive), où la structure est en attente d'une nouvelle commande sur l'interrupteur  $S_1$ .

Les formes d'ondes obtenues pour le courant  $I_L$  et la tension  $V_C$  sur une période  $T_D$  sont représentées sur la Figure II-5, où sont mentionnées quelques valeurs caractéristiques, telles que les temps séparant les différentes phases de fonctionnement, ainsi que les valeurs de tension et de courant correspondantes :

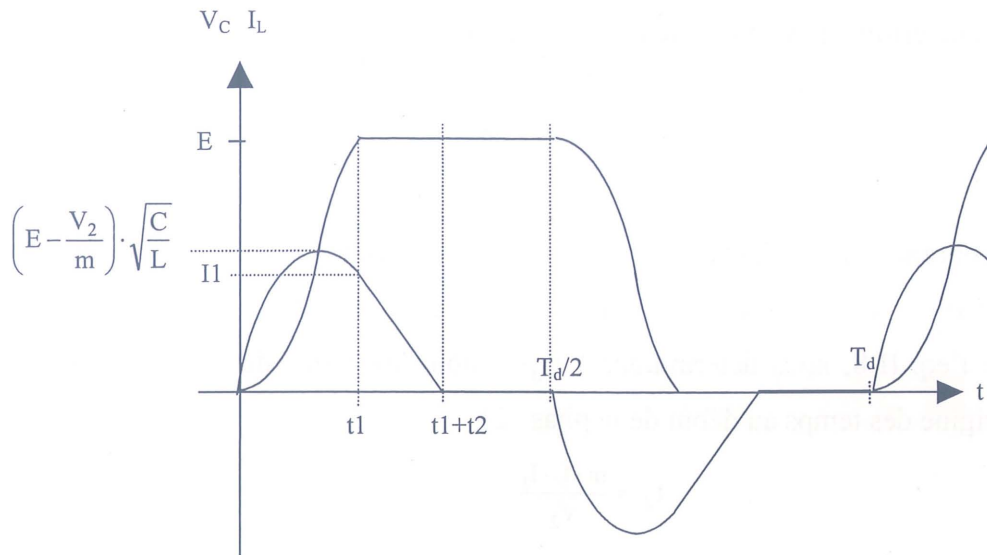


Figure II-5 : formes d'onde de tension et de courant

### II.3.2. Evaluation de L et C

Avec la condition que nous avons trouvée précédemment (c'est-à-dire  $t_1+t_2 < T_d/2$ ), et avec les deux expressions respectives de  $t_1$  et  $t_2$ , nous allons pouvoir déterminer une relation entre l'inductance L et la capacité C.

$$\frac{1}{\omega} \cdot \text{Arccos} \left( \frac{1}{1 - \frac{m \cdot E}{V_2}} \right) + \frac{m \cdot L}{V_2} \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \sqrt{1 - \left( \frac{1}{1 - \frac{m \cdot E}{V_2}} \right)^2} < \frac{T_d}{2} \quad \text{éq. II-12}$$

En effectuant, afin de faciliter l'étude, le changement de variable défini par  $y = \frac{m \cdot E}{V_2}$ , et en introduisant la pulsation  $\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$ , nous obtenons l'inéquation suivante qui donne un majorant au produit LC.

$$\sqrt{L \cdot C} < \frac{T_d}{2} \cdot \frac{1}{\text{Arccos} \left( \frac{1}{1-y} \right) + \sqrt{y(y-2)}} \quad \text{éq. II-13}$$

Une deuxième condition sur la capacité C nous est donnée par le calcul de la valeur moyenne du courant en sortie. Il nous faut simplement pour cela écrire l'expression du courant  $I_s$  en remarquant qu'il s'agit de la valeur moyenne du courant  $I_L$  redressé, au facteur de transformation m près:



$$I_s = \frac{2}{T_d} \left[ \int_0^{t_1} \frac{1}{m} \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin(\omega \cdot t) dt + \int_0^{t_2} \frac{1}{m} \left( I_1 - \frac{V_2}{m \cdot L} \cdot t \right) dt \right] \quad \text{éq. II-14}$$

Soit après avoir effectué le calcul des deux intégrales temporelles:

$$I_s = \frac{2}{T_d} \left[ \frac{C \cdot E}{m} + \left( \frac{I_1^2 \cdot L}{2 \cdot V_2} \right) \right] \quad \text{éq. II-15}$$

Enfin, en remplaçant le courant  $I_1$  par son expression, et après avoir effectué quelques simplifications sur cette formule, nous pouvons aisément exprimer le courant moyen en sortie  $I_s$  en fonction de la capacité  $C$  :

$$I_s = \frac{1}{T_d} * \frac{C * E^2}{V_2} \quad \text{éq. II-16}$$

En conséquence, la puissance de sortie, bien évidemment égale au produit  $P = V_s * I_s$ , peut s'exprimer également en fonction de la capacité  $C$  :

$$P = \frac{C * E^2}{T_d} - 2 * V_D * I_s \quad \text{éq. II-17}$$

Avec les données du cahier des charges détaillé précédemment, nous déterminons la valeur de la capacité  $C$  nécessaire.

Les diodes situées sur le pont redresseur en sortie sont des diodes de type Schottky, portant la référence MBR 2045. Celles-ci admettent, d'après les données des constructeurs, une chute de tension  $V_D$  à l'état passant de 0,65V.

Si nous effectuons une application numérique, pour une puissance  $P=60W$ , un courant de sortie  $I_s=12A$ , une tension d'entrée  $E=300V$ , une période de découpage  $T_d=4\mu s$  et une chute de tension dans les diodes  $V_D=0,65V$ , nous obtenons alors un dimensionnement de la capacité :

$$C = (P + 2 * V_D * I_s) * \frac{T_d}{E^2} = 3.4nF \quad \text{éq. II-18}$$

Nous voyons que la chute de tension aux bornes des diodes du redresseur va influencer sur la valeur de cette capacité. Le choix de la tension  $V_D$  à 0.65V, à vérifier en fin de chapitre, nous fournit cependant un ordre de grandeur pour l'estimation de cette capacité.

Nous déterminons ensuite l'inductance L avec la formule précédente qui donne le produit LC en fonction de la variable y (éq. II-13).

Pour optimiser le dimensionnement de notre système, il faudrait obtenir l'égalité  $V_2=m \cdot E$ , c'est-à-dire  $y=1$ . Or nous avons pu voir dans la résolution des équations que ce terme y devait être strictement supérieur à 2, soit :

$$L < \frac{T_d^2}{4} * \frac{1}{\left( \text{Arccos}\left(\frac{1}{1-y}\right) + \sqrt{y(y-2)} \right)^2} * \frac{1}{C} \quad \text{éq. II-19}$$

La Figure II-6 montre l'évolution de ce majorant de l'inductance L en fonction de celle du paramètre y, avec pour les termes  $T_d$  et C les valeurs précédemment obtenues à l'aide du cahier des charges susmentionné :

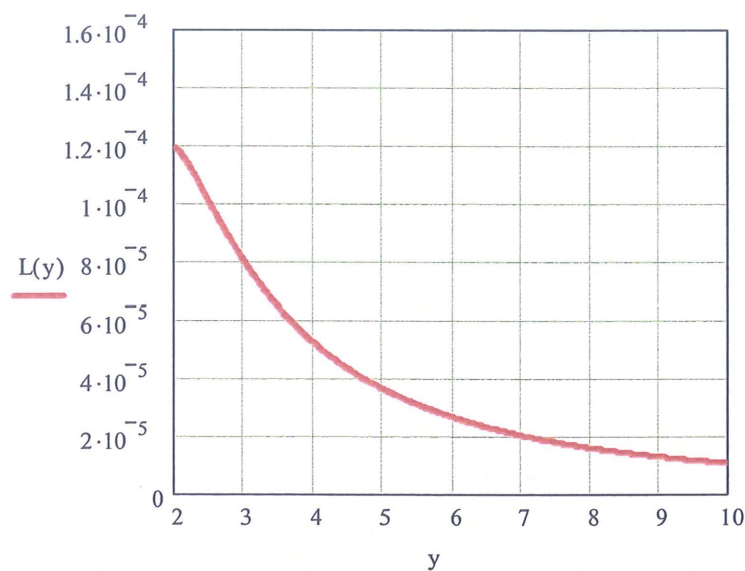


Figure II-6 : valeur de L max pour un y donné

Nous voyons qu'en choisissant la valeur  $y=2.1$ , il nous faut pour l'inductance vérifier la condition  $L < 117 \mu\text{H}$ .

Après avoir fixé la valeur de y, nous pouvons aisément déterminer le rapport de transformation m (puisque  $y=m \cdot E/V_2$ ).

Nous avons donc :  $m = y \cdot \frac{V_2}{E} = \frac{13,23}{300} = 0,044$  (i.e  $\frac{1}{m} = 22,7$ )

L'inductance L est définie par une valeur majorante, cependant le calcul de la valeur efficace du courant dans l'inductance, effectué ci-dessous, va nous permettre de choisir une valeur de L avantageuse vis-à-vis du circuit.

Les équations du courant  $I_L$  ont été précédemment calculées au paragraphe II.3.1 ; l'expression de sa valeur efficace se déduit donc de l'équation :

$$I_{L\text{eff}}^2 = \frac{2}{T_d} \left[ \int_0^{t_1} \left( \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin(\omega \cdot t) \right)^2 dt + \int_0^{t_2} \left( \left( I_1 - \frac{V_2}{m \cdot L} \cdot t \right)^2 dt \right) \right] \quad \text{éq. II-20}$$

Après résolution des deux intégrales temporelles, l'éq. II-20 nous donne :

$$I_{L\text{eff}}^2 = \frac{C}{T_d} \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \left[ \frac{\sqrt{mE(m \cdot E - 2V_2)} \cdot (3V_2^2 + 2m^2E^2 - 4mV_2 \cdot E)}{3m^2 \cdot V_2} + \left( E - \frac{V_2}{m} \right)^2 \text{Arccos} \left( \frac{1}{1 - \frac{mE}{V}} \right) \right] \quad \text{éq. II-21}$$

Pour que ce courant efficace dans l'inductance L ne soit pas trop important, il nous faut donc choisir une inductance de valeur relativement élevée. Aussi, dans les limites des conditions données précédemment, nous prendrons la valeur suivante :

$$\boxed{L = 110 \mu\text{H}}$$

### II.3.3. Simulation de la structure

Ayant maintenant dimensionné les composants passifs, nous allons vérifier le bon fonctionnement de cette structure quasi résonante, et ce à l'aide d'une première simulation effectuée sous Pspice. Pour cette simulation, nous avons choisi de remplacer les interrupteurs commandables par des Sbreak, interrupteurs qui admettent une faible résistance à l'état passant. De même, nous avons fait le choix de remplacer les diodes par des DBreak. Compte tenu des précédents résultats de dimensionnement, l'inductance L est choisie à 110 $\mu$ H et la capacité C à 3,4nF. Le transformateur, quant à lui, est remplacé par un coupleur parfait, réalisé à l'aide de sources contrôlées. L'ensemble de ces considérations pour cette simulation est résumé et illustré sur le schematic de Pspice de la Figure II-7.



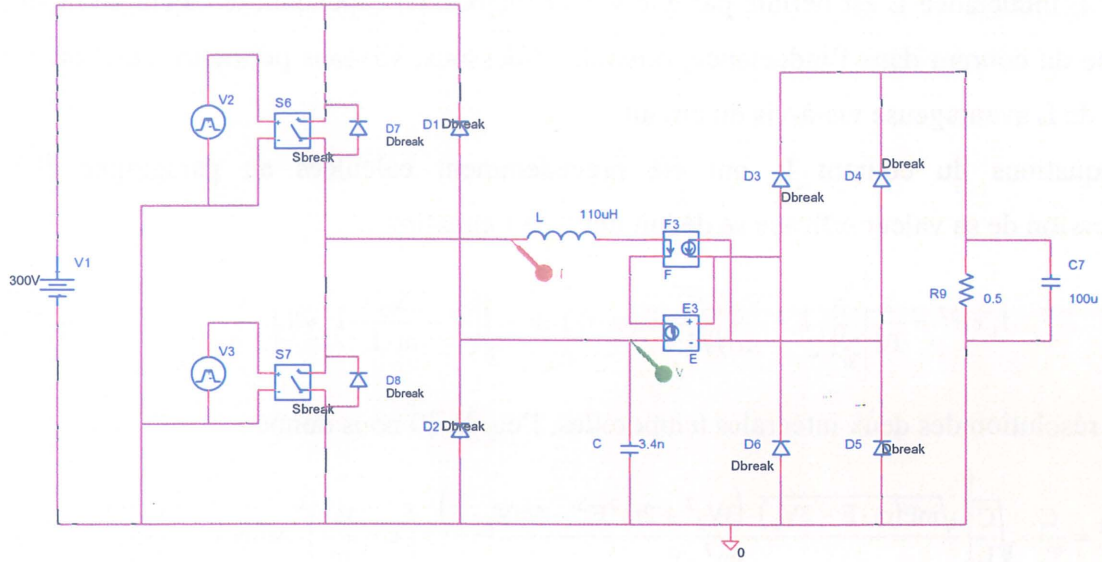


Figure II-7 : Schéma PSpice de la Structure

A l'aide de cette simulation, nous vérifions facilement les formes d'onde trouvées Figure II-5 en observant l'évolution de la tension  $V_c$  aux bornes de la capacité et celle du courant  $I_L$  dans l'inductance. Sur la figure suivante, le temps  $t_2$ , correspondant à la décharge linéaire de la capacité, est assez faible et la fréquence de résonance est proche de la fréquence de découpage (qui est ici de 250 kHz). Pour des raisons de facilité de visualisation, le courant dans l'inductance a été multiplié par 200.

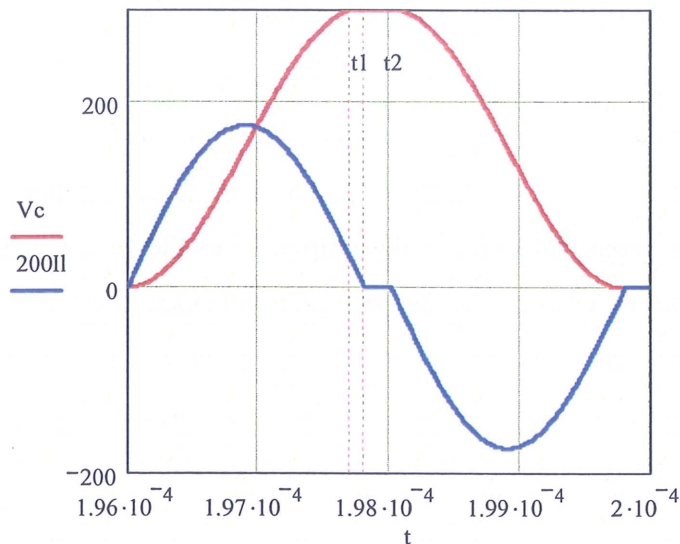


Figure II-8 : formes d'onde de tension et de courant



Les résultats de cette première simulation et le bon accord existant entre les courbes théoriques et celles obtenues en simulation permettent de confirmer et de valider l'étude analytique théorique précédemment effectuée sur ce convertisseur. Ceci permet en outre de vérifier l'ordre de grandeur de certains signaux. Par exemple, nous obtenons ainsi un courant efficace dans l'inductance d'une valeur de 0.56A, pour un courant maximum de 0.88A. La tension aux bornes de la capacité est, quant à elle, bien limitée à 300V pour une valeur moyenne de 150V.

#### II.3.4. Dimensionnement des éléments du convertisseur

Nous allons maintenant voir ici les différents calibres des courants et tensions dans les différents composants du circuit.

##### a) Interrupteurs $S_1$ et $S_2$

Compte tenu des résultats de l'étude précédente, l'expression analytique de la valeur du courant maximum circulant dans ces interrupteurs est de :

$$I_{S1\max} = \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Le calcul du courant efficace dans l'inductance ayant déjà été précédemment effectué, la valeur efficace du courant dans les interrupteurs s'en déduit facilement. En effet,  $S_1$  est passant pour l'alternance positive et  $S_2$  pour l'alternance négative ; ainsi donc, chaque interrupteur ne voit qu'une alternance sur deux. En conséquence, le calcul du courant efficace dans les interrupteurs correspond à l'équation suivante :

$$I_{S1\text{eff}}^2 = \frac{1}{T_d} \left[ \int_0^{t_1} \left( \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \sqrt{\frac{C}{L}} \sin(\omega \cdot t) \right)^2 dt + \int_0^{t_2} \left( \left( \Pi - \frac{V_2}{m \cdot L} \cdot t \right)^2 \right) dt \right] \quad \text{éq. II-22}$$

Le courant efficace s'écrit alors :

$$I_{S1\text{eff}} = \frac{I_{L\text{eff}}}{\sqrt{2}} \quad \text{éq. II-23}$$

Le courant moyen en sortie du redresseur est, quant à lui, fourni par l'éq. II-16, dont nous rappelons ici la formule :  $I_s = \frac{1}{T_d} * \frac{C * E^2}{V_2}$ .

Par conséquent, le courant moyen dans un interrupteur vaut donc la moitié de ce dernier, au rapport de transformation près. Ainsi, nous écrivons :

$$I_{S1\text{moy}} = \frac{m}{2 \cdot T_d} * \frac{C * E^2}{V_2} \quad \text{éq. II-24}$$

Enfin, il est facile de montrer que la tension directe maximale admise aux bornes d'un interrupteur se déduit rapidement de l'étude de la structure précédemment effectuée et vaut  $V_{S1\text{max}} = E$ .

### b) Diodes de roue libre $D_1$ et $D_2$

Nous avons vu dans les paragraphes précédents que ces diodes se mettent en conduction respectivement lorsque la tension aux bornes de la capacité  $C$  vaut  $E$  pour  $D_1$  et  $0$  V pour  $D_2$ . A cet instant appelé  $t_1$  (pour la diode  $D_1$ ), le courant dans la diode  $D_1$  vaut  $I_1$  puis décroît jusqu'à s'annuler.

En conséquence, la valeur du courant maximum dans ces diodes est :  $I_{D\text{max}} = I_1$ .

Le calcul de l'aire du triangle de hauteur  $I_1$  et de base  $t_2$  permet de déduire la valeur du courant moyen dans une diode :

$$I_{D\text{moy}} = \frac{I_1 \cdot t_2}{2 \cdot T_D} \quad \text{éq. II-25}$$

Le courant efficace est lui de :

$$I_{D\text{eff}} = I_1 \cdot \sqrt{\frac{t_2}{2 \cdot T_D}} \quad \text{éq. II-26}$$

Enfin, la tension inverse maximale aux bornes des diodes vaut également  $V_{D\text{inv\_max}} = E$ , comme pour les interrupteurs  $S_1$  et  $S_2$ .

### c) Diodes de redressement

De manière évidente, nous trouvons pour ces diodes une valeur de tension inverse maximale égale à la tension de sortie, c'est-à-dire :  $V_{D\text{inv\_max}} = V_S$ .

De même, il est facilement démontrable que le courant maximum dans une diode de redressement possède la même valeur que le courant maximum dans l'inductance, au rapport de transformation  $m$  près.

$$I_{Dred\max} = \frac{1}{m} \cdot \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{éq. II-27}$$

La valeur du courant moyen dans les diodes est quant à elle égale à la moitié de celle du courant moyen en sortie du pont redresseur, valeur précédemment trouvée. Ce qui donne pour l'expression de ce courant :

$$I_{Dred\ moy} = \frac{1}{2 \cdot T_d} \cdot \frac{C \cdot E^2}{V_2} \quad \text{éq. II-28}$$

Enfin, en ce qui concerne la valeur du courant efficace dans ces diodes de redressement, nous pouvons faire le même raisonnement que pour celle du courant dans les interrupteurs, toujours en tenant compte du rapport de transformation  $m$ . nous obtenons en conséquence l'équation suivante :

$$I_{Dred\ eff} = \frac{I_{L\ eff}}{m \cdot \sqrt{2}} \quad \text{éq. II-29}$$

#### d) Condensateur de sortie $C_s$

La tension aux bornes de ce condensateur sera bien évidemment d'une valeur de  $V_s$ ; par contre, il nous faut calculer le courant efficace qui le traverse. Pour ce faire, nous écrivons la loi des noeuds suivante :  $i_{red} = i_c + i_s$  [18].

Où  $i_{red}$  désigne le courant en sortie du redresseur,  $i_c$  le courant dans le condensateur et  $i_s$  le courant dans la charge. Nous écrivons par ailleurs :

$$I_{red\ eff}^2 = \frac{1}{T_d} \int_{T_d} i_{red}^2 dt = \frac{1}{T_d} \int_{T_d} (i_c + i_s)^2 dt = \frac{1}{T_d} \left[ \int_{T_d} i_c^2 dt + \int_{T_d} 2 \cdot i_s \cdot i_c dt + \int_{T_d} i_s^2 dt \right] = \frac{1}{T_d} \left[ \int_{T_d} i_c^2 dt + \int_{T_d} i_s^2 dt \right]$$

L'hypothèse que nous avons prise ici consiste à dire que le courant  $i_s$  est constant. En conséquence, comme le courant moyen dans le condensateur est nul, la moyenne du double produit ( $2i_s i_c$ ) est bien nulle. Nous obtenons donc l'égalité suivante :

$$I_{red\ eff}^2 = I_{c\ eff}^2 + I_{s\ eff}^2$$

Ainsi, compte tenu de ce résultat, nous écrivons que la valeur du courant efficace dans le condensateur est de :



$$I_{c\text{ eff}} = \sqrt{I_{\text{red eff}}^2 - I_{s\text{ eff}}^2} \quad \text{éq. II-30}$$

Notons que  $I_{s\text{ eff}} = I_{s\text{ moy}}$ , puisque, d'après notre hypothèse, le courant  $I_s$  est supposé continu ; notons aussi que :  $I_{\text{red eff}} = \frac{I_{L\text{ eff}}}{m}$ .

Avec les contraintes du cahier des charges fixé, et en tenant compte des précédents résultats de dimensionnement de la structure, l'application numérique conduit aux valeurs suivantes :  $I_{L\text{ eff}} = 0.6\text{A}$  et  $I_{s\text{ moy}} = 12\text{A}$ . En conséquence, la valeur du courant efficace supporté par la capacité de sortie est donc de :

$$I_{c\text{ eff}} = 6.5\text{A} \quad \text{éq. II-31}$$

Ensuite, pour déterminer la valeur de l'ondulation de tension en sortie du condensateur, nous choisissons de faire une approximation, celle-ci consiste à assimiler le courant  $i_c$  à une sinusoïde de période  $T_d/2$  et de valeur maximale  $\frac{I_{D\text{red max}}}{2}$  (Cf. éq. II-27). Ceci se traduit par l'expression suivante :

$$i_c = \frac{I_{D\text{red max}}}{2} \cdot \sin\left(\frac{4 \cdot \pi}{T_d} \cdot t\right)$$

En effectuant le calcul de l'intégrale de ce courant pour retrouver la valeur de l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur, nous trouvons comme résultat :

$$V_{\text{ond}} = \frac{I_{D\text{red max}} \cdot T_d}{C_s \cdot \pi \cdot 4} \quad \text{éq. II-32}$$

Ainsi, en limitant l'ondulation à 1% de la tension de sortie, soit 0.5V, l'application numérique nous montre qu'il nous faut choisir une capacité de sortie  $C_s$  d'une valeur au moins égale à 130 $\mu\text{F}$  et supportant un courant efficace de 6.8A.

### e) Choix des éléments du convertisseur

Le tableau II-1 montre un récapitulatif des différentes valeurs caractéristiques (courants moyens, efficaces, maximaux, tensions maximales en direct et en inverse) des composants de notre structure quasi résonante série.



	Interrupteurs	Diodes de roue libre	Diodes de redressement
$I_{moy}$	$I_{SI_{moy}} = \frac{m}{2 \cdot T_d} * \frac{C * E^2}{V_2}$	$I_{D_{moy}} = \frac{I_1 \cdot t_2}{2 \cdot T_D}$	$I_{Dred_{moy}} = \frac{1}{2 \cdot T_d} * \frac{C * E^2}{V_2}$
$I_{eff}$	$I_{SI_{eff}} = \frac{I_{L_{eff}}}{\sqrt{2}}$	$I_{D_{eff}} = I_1 \cdot \sqrt{\frac{t_2}{2 \cdot T_D}}$	$I_{Dred_{eff}} = \frac{I_{L_{eff}}}{m \cdot \sqrt{2}}$
$I_{max}$	$I_{SI_{max}} = \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$	$I_{D_{max}} = I_1$	$I_{Dred_{max}} = \frac{1}{m} \cdot \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$
$V_{dir_{max}}$	$V_{S1_{max}} = E$	0	0
$V_{inv_{max}}$	0	$V_{D_{inv_{max}}} = E$	$V_{D_{inv_{max}}} = V_S$

Tableau II-1 : Valeurs caractéristiques analytiques des composants

Le tableau II-2 explicite l'ensemble de ces valeurs dimensionnantes dans le cadre de l'application numérique envisagée, ce qui va nous permettre de choisir les composants pour les différents interrupteurs et diodes de la structure :

	Interrupteurs	Diodes de roue libre	Diodes de redressement
$I_{moy}$ (A)	0,26	$12 \cdot 10^{-3}$	6
$I_{eff}$ (A)	0.42	$66 \cdot 10^{-3}$	9.6
$I_{max}$ (A)	0.87	0.36	19.8
$V_{dir_{max}}$ (V)	300	0	0
$V_{inv_{max}}$ (V)	0	300	5

Tableau II-2 : Valeurs caractéristiques numériques des composants

Au vu de ces résultats, notre choix pour les interrupteurs s'est porté sur un MOS IRF 740 isolé de chez International Rectifier. La documentation constructeur donne une tenue en tension  $V_{DSS}=400V$ , une résistance à l'état passant  $R_{DSon}=0.55\Omega$ , un calibre en courant  $I_D=5.4A$  et des temps de commutation  $t_r \# t_f \# 25ns$ . Il correspond donc relativement bien à nos attentes pour les interrupteurs  $S_1$  et  $S_2$ .

En ce qui concerne les diodes de redressement, les diodes MBR 2045 admettent, d'après les données constructeur, une tenue en tension inverse  $V_{Rmax}=45V$ , un courant maximal par puce de 20A et une chute de tension à l'état passant de 0.57V.

Les diodes de roue libre, quant à elles, seront des BYT 03/400 qui supportent une tension à leurs bornes de 400V et disposent d'un calibre en courant de 3A. Ce calibre peut paraître trop grand par rapport à la valeur du courant efficace qui les traverse, mais les diodes BYT 01/400 (qui correspondent au calibre en courant inférieur dans 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.

Les documentations de ces différents composants sont données en annexe 1 pour de plus amples détails.

#### f) Vérification de la chute de tension des Schottky

La documentation des diodes MBR 2045 donne, pour une jonction à 125°C, des chutes de tension d'une valeur de 0.57V pour un courant de 10A, et d'une valeur de 0.72V pour 20A. En supposant que la loi de la chute de tension est linéaire et varie selon une relation du type  $R_{on} \cdot I + V_0$ , nous trouvons par régression linéaire les valeurs suivantes :

$R_{on} = 0.015\Omega$  et  $V_0 = 0.42V$ .

Les valeurs efficaces et moyennes des courants dans les diodes permettent alors de déterminer la puissance dissipée dans le redresseur à l'aide de la formule suivante :

$$Pertes_{red} = 4 \cdot (R_{on} \cdot I_{Dred\ eff}^2 + V_0 \cdot I_{Dred\ moy}) \quad \text{éq. II-33}$$

Nous considérons que ces pertes ramenées en sortie du redresseur sont équivalentes à une chute de tension  $V_{\text{éq}}$  parcourue par le courant  $I_S$ . En conséquence, cette chute de tension équivalente vaut :

$$V_{\text{éq}} = \frac{Pertes_{red}}{I_S} = \frac{4 \cdot (R_{on} \cdot I_{Dred\ eff}^2 + V_0 \cdot I_{Dred\ moy})}{I_S} \quad \text{éq. II-34}$$

Numériquement, nous trouvons avec les résultats précédents, une valeur de :  $V_{\text{éq}} = 1.31V$ . Cette chute de tension correspond bien à deux fois la chute de tension des MBR 2045 considérée lors du dimensionnement effectuée au paragraphe II.3.2.

## II.4. Conclusion

Dans ce second chapitre, nous avons justifié le choix de la structure quasi-résonante parmi d'autres plus classiques par les valeurs de L et C qu'elle nécessite pour le cahier des charges fixé par le GDR ISP. Cette structure a ensuite été étudiée en détail afin de déterminer

les valeurs caractéristiques du LCT (c'est-à-dire  $L$ ,  $C$ , et rapport de transformation) ainsi que les calibres des autres composants constituant la structure. L'étude, menée de manière analytique, présente l'avantage de ne nécessiter aucun nouveau dimensionnement notable en cas de modification des exigences du cahier des charges.

Le chapitre suivant va nous permettre de calculer, grâce à l'étude précédente, les dimensions du circuit magnétique nécessaire. L'estimation de la valeur de l'inductance de fuite effectuée au chapitre I montre que la topologie magnétique n'est pas optimisée pour la valeur de  $L$  requise. En conséquence, il va nous falloir imaginer un autre circuit magnétique plus adapté à notre application.





**EJ CRKVTG'KKO''''F KO GPUKQPPGO GPV'GV'TGCNKUCVIQP'F WNEV**



### **III.1. Introduction**

Le chapitre précédent a permis de choisir une structure afin de valider notre approche sur le dimensionnement et la conception d'un composant LCT intégré. Une fois le choix de la structure justifié, nous avons effectué un dimensionnement complet de la structure quasi-résonante série, qui nous a semblé la mieux adaptée à notre étude.

Grâce à ce dimensionnement, nous allons pouvoir calculer les dimensions du circuit magnétique nécessaire à notre application.

Après avoir constaté que, pour le noyau magnétique choisi, la valeur de l'inductance désirée est trop importante par rapport à l'estimation de l'inductance de fuite précédemment effectuée au chapitre I, une nouvelle topologie plus appropriée a été imaginée. Nous avons ensuite dimensionné, réalisé et effectué une première caractérisation sur deux prototypes utilisant cette nouvelle structure magnétique

### **III.2. Calcul du circuit magnétique:**

Nous allons aborder dans cette partie le dimensionnement du circuit magnétique. Celui-ci va être effectué de manière similaire à un dimensionnement de transformateur classique, en ne tenant cependant pas compte de la capacité C en série. Nous faisons à ce niveau l'approximation qui consiste à considérer cette capacité comme étant un composant extérieur à la structure.

#### **III.2.1. Calcul de la section de fer**

Il nous faut dans un premier temps calculer la valeur de l'induction maximale  $B_{\max}$  dans le transformateur. Pour ce faire, l'équation II-7 permet de calculer l'expression de la tension  $V_1$  aux bornes du transformateur (avec son inductance de fuite). Nous rappelons sur la Figure III-1 le schéma équivalent lors de la première phase de fonctionnement de la structure quasi résonante série, dont le principe a précédemment été abordé plus en détail.

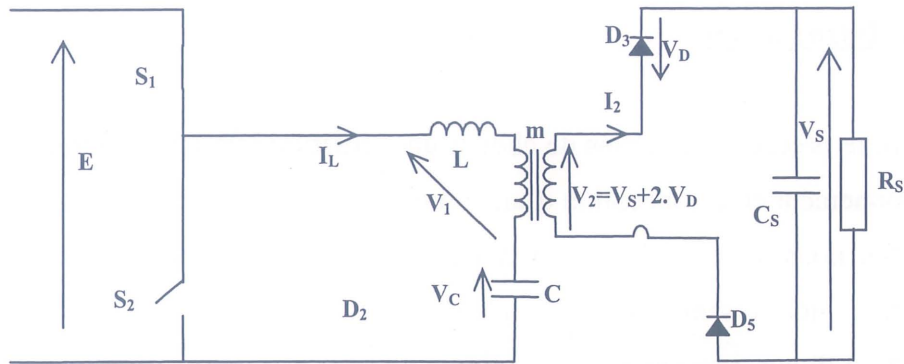


Figure III-1 : le schéma équivalent de la première phase

L'expression de la tension en entrée du transformateur est donnée par l'éq. III-1 :

$$V_1 = \left( E - \frac{V_2}{m} \right) \cdot \cos(\omega t) + \frac{V_2}{m} \quad \text{éq. III-1}$$

D'autre part, en choisissant d'appeler  $\Phi$  le flux dans le noyau magnétique, nous écrivons la relation suivante :  $V_1 = N_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt}$ , où  $N_1$  désigne le nombre de spires pour l'enroulement primaire. L'expression du flux  $\Phi$  s'obtient après une intégration simple de celle de la tension d'entrée  $V_1$  à une constante d'intégration près. Ainsi, en nous obtenons :

$$N_1 \cdot \Phi(t) = \frac{V_2}{m} \cdot t + \frac{\left( E - \frac{V_2}{m} \right)}{2 \cdot \pi \cdot F} \cdot \sin(\omega \cdot t) + \text{Cste} \quad \text{éq. III-2}$$

Cette première phase de fonctionnement prend fin à l'instant  $t_1$  ; la phase de roue libre qui suit impose une tension nulle aux bornes du transformateur, le flux  $\Phi$  sera alors constant durant cette seconde phase de fonctionnement. Ensuite, lors de la phase symétrique (alternance négative), le flux va décroître jusqu'à sa valeur initiale  $\Phi_{\min}$ . La variation du flux lors de cette première phase, déterminée par l'expression analytique précédente, est indiquée sur la figure suivante sans considérer la constante d'intégration. Le flux maximum dans le noyau magnétique sera donc le flux à l'instant  $t_1$  :  $\Phi(t_1)$ . De plus, il est possible de montrer que, comme nous pouvons le constater graphiquement sur la Figure III-2, le terme en sinus à l'instant  $t_1$  est négligeable par rapport au terme linéaire. Il faut aussi noter que la valeur moyenne du flux dans le transformateur, pour une telle structure, est nulle. Cette considération nous permet de trouver la valeur de la constante d'intégration ( $-\Phi(t_1)/2$ ). En conséquence, nous évaluons le flux maximal en négligeant le terme sinusoïdal et en centrant la courbe sur zéro, l'approximation consistant à écrire que :  $\Phi_{\max} = \frac{1}{2 \cdot N_1} \cdot \frac{V_2}{m} \cdot t_1$ .



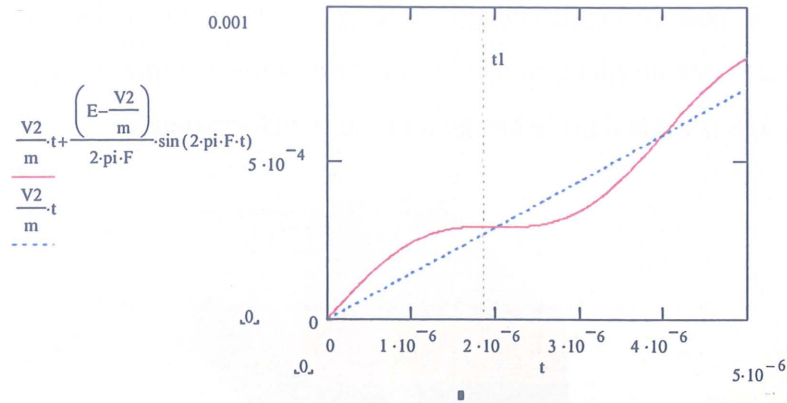


Figure III-2 : image du flux en fonction du temps

Avec l'expression analytique du temps  $t_1$  déduite du chapitre précédent (Cf. éq II-9) nous déduisons de la valeur du flux maximal  $\Phi_{\max}$ , l'expression analytique de la section du noyau magnétique  $A_e$ , puisque nous avons à ce niveau la relation suivante :

$$\Phi_{\max} = A_e \cdot B_{\max} .$$

Nous en déduisons ainsi, compte tenu des hypothèses précédemment mentionnées, l'expression de la section du noyau magnétique :

$$A_e = \frac{1}{N_1 \cdot B_{\max} \cdot 4 \cdot \pi \cdot F} \cdot \frac{V_2}{m} \arccos \left( \frac{1}{1 - \frac{m \cdot E}{V_2}} \right) \quad \text{éq. III-3}$$

### III.2.2. Calcul de la fenêtre de bobinage pour le LCT bobiné :

Ayant dimensionné analytiquement la section du noyau magnétique, il nous faut maintenant calculer la dimension de la fenêtre de bobinage nécessaire afin de pouvoir y placer les deux enroulements primaires ainsi que l'enroulement secondaire. Les deux primaires sont identiques et seront bobinés « deux fils en main ». Ils sont constitués d'une bande de Kapton et d'une bande de cuivre, comme l'illustre schématiquement la vue en coupe présentée sur la Figure III-3.

Si  $N_1$  et  $S_1$  représentent respectivement le nombre de spires et la section d'un primaire, et si  $N_2$  et  $S_2$  correspondent aux mêmes données pour l'enroulement secondaire, la surface de bobinage sera alors, en tenant compte des deux enroulements primaires :  $S_b = 2 \cdot N_1 \cdot S_1 \cdot K_1 + N_2 \cdot S_2 \cdot K_2$ , où  $K_1$  et  $K_2$  sont les coefficients de foisonnement respectifs de ces bobinages.

Remarque : il faut noter qu'étant données les petites dimensions de la structure et l'aspect prototype de cette dernière, nous n'avons pas à tenir compte de la place prévue pour la navette de bobinage comme dans le cas général de transformateurs.

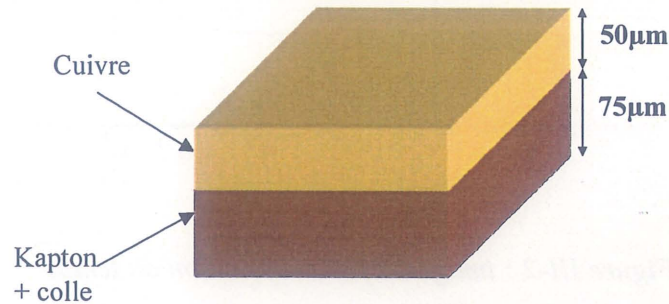


Figure III-3 : coupe d'une feuille de Kapton

Sachant qu'il y a deux primaires et que pour chacun d'eux, l'épaisseur du Kapton est 1,5 fois plus importante que celle du cuivre, nous obtenons en conséquence l'équation suivante pour la surface de bobinage :

$$S_b = N_1 \cdot I_{1\text{eff}} \cdot \left[ 2 \cdot (1 + 1.5) \cdot \frac{K_1}{J_1} + \frac{K_2}{J_2} \right] \quad \text{éq. III-4}$$

Dans cette expression,  $J$  désigne la densité de courant dans le cuivre, ce qui se traduit donc par la relation  $S_1 = \frac{I_{1\text{eff}}}{J_1}$  (aussi valable au secondaire). De plus, l'égalité des Ampère-tour s'écrit :  $N_1 \cdot I_{1\text{eff}} = N_2 \cdot I_{2\text{eff}}$ .

Remarque : il faut préciser qu'à ce niveau, le terme de foisonnement  $K_1$  tiendra compte uniquement de la place perdue sur les bords pour la tenue en tension (Cf. chapitre III.4.2).

### III.2.3. Evaluation du produit AeSb

En regroupant les équations III-3 et III-4, nous déterminons le produit AeSb (éq. III-5). La détermination de la valeur de ce produit des aires, qui consiste en une méthode assez classique de dimensionnement de transformateur, va maintenant nous permettre de choisir un noyau pour notre structure LCT.

$$AeSb = \frac{I_{1eff} l}{B_{max} \cdot 4 \cdot \pi \cdot F} \cdot \frac{V_2}{m} \arccos \left( \frac{1}{1 - \frac{m \cdot E}{V_2}} \right) \cdot \left[ 2 \cdot (1 + 1.5) \cdot \frac{K_1}{J_1} + \frac{K_2}{J_2} \right] \quad \text{éq. III-5}$$

Les différentes valeurs des paramètres de cette équation sont fixées de la manière suivante :

$I_{1eff}=0.6A$	$E=300V$	$V_2=6.3$	$m=0.044$	$F=250000 \text{ Hz}$
$B_{max}=0.2 \text{ T}$	$J_1=5 \text{ A/mm}^2$	$J_2=5 \text{ A/mm}^2$		
$K_1=2$	$K_2=3$			

Les quatre premières valeurs ont été déterminées lors de l'étude de dimensionnement menée dans le chapitre précédent. Le noyau utilisé est un noyau ferrite, nous fixons donc une induction maximale dans ce noyau à une valeur de 0,2 Tesla. L'enroulement primaire est réalisé en feuillard, et l'enroulement secondaire réalisé, quant à lui, en fils de Litz, nous fixons la densité de courant à 5A/mm<sup>2</sup>. Les coefficients de foisonnement sont respectivement choisis à une valeur de 3 pour le fil de Litz et une valeur de 2 pour le Kapton cuivré pour des raisons de claquage par le ferrite (Cf. paragraphe III.4.2).

Avec l'ensemble de ces valeurs numériques, nous obtenons une valeur théorique pour le produit  $AeSb$  égale à :  $10^{-9} \text{ m}^4$ .

#### III.2.4. Choix du ferrite

Il nous faut maintenant choisir un noyau magnétique ayant un produit  $AeSb$  supérieur à celui trouvé précédemment. Pour les raisons expliquées dans le chapitre 1, nous nous sommes orientés vers le choix de ferrites Planar.

Le noyau magnétique retenu correspond au ferrite Philips portant la référence E 32-6-20, dont les dimensions reprises ci-dessous sont tirées de la documentation Philips (Cf. Figure III-4 et annexe 2) [22].

Largeur noyau = 6,35mm

Longueur noyau = 20,3 mm

Largeur fenêtre = 9,3mm

Pour ces deux noyaux magnétiques en E face à face, nous obtenons la valeur suivante :

Hauteur fenêtre = 6,4mm



Avec l'ensemble de ces grandeurs, le calcul de chacune des surfaces  $A_e$  et  $S_b$  s'effectue facilement, et est donné par les relations :

$$A_e = \text{Largeur noyau} * \text{Longueur noyau}$$

$$S_b = \text{hauteur fenêtre} * \text{largeur fenêtre}$$

$$A_e = 128,9 \text{ mm}^2$$

$$S_b = 59,5 \text{ mm}^2$$

En conséquence, nous obtenons pour ce noyau de type Planar une valeur du produit  $A_e S_b$  qui est 8 fois supérieure à celle déterminée auparavant (c'est-à-dire numériquement un produit  $A_e S_b = 7.7 \cdot 10^{-9} \text{ m}^4$  contre une valeur théorique de  $10^{-9} \text{ m}^4$ ).

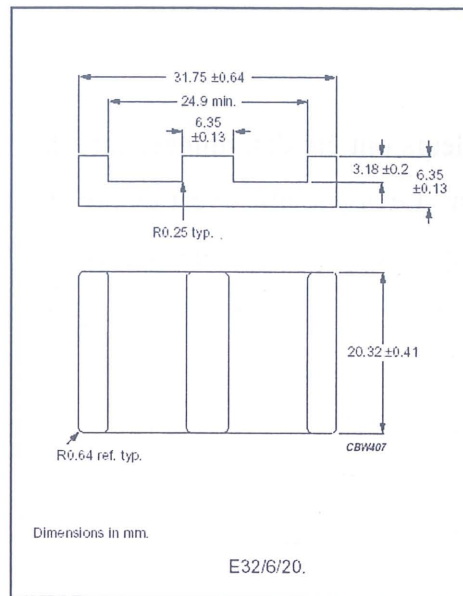


Figure III-4 : dimension du noyau Philips E32/6/20

Cependant, ce noyau magnétique n'est pas pour autant surdimensionné. En effet, le coefficient de bobinage du primaire  $K_1$  a été sous-estimé. L'explication vient d'une part des considérations relatives à la tenue en tension et au danger de claquage par le ferrite, comme nous allons le démontrer ultérieurement au paragraphe III.4.2, et d'autre part, de la section rectangulaire de la jambe centrale qui ne facilite pas vraiment d'un point de vue pratique le bobinage des feuillets primaires.

### III.2.5. Détermination du nombre de spires

Avec le noyau précédemment choisi et les données numériques mentionnées auparavant, nous pouvons maintenant écrire, en faisant référence aux expressions éq. III-3 et



éq. III-4, les équations numériques donnant les aires  $A_e$  et  $S_b$  en fonction du nombre de spires  $N_1$  :

$$A_e = \frac{1.24 \cdot 10^{-3}}{N_1} \qquad S_b = 1.56 \cdot 10^{-6} \cdot N_1 \qquad \text{éq. III-6}$$

Ainsi, nous calculons avec ces expressions les valeurs extrêmes du nombre de spires au primaire. La première relation nous donne le nombre de spires minimal nécessaire pour ne pas saturer le noyau, soit numériquement :  $N_{inf}=9$ .

La deuxième relation quant à elle nous donne le nombre de spires maximal que peut accueillir la fenêtre, c'est-à-dire dans notre cas :  $N_{sup}=39$ .

Nous avons vu précédemment qu'il fallait garantir, pour assurer le bon fonctionnement de la structure, la condition  $y > 2$  (Cf Chapitre II), c'est-à-dire pour le transformateur une valeur minimale de rapport de transformation  $m$  égale à 0.042.

Ainsi, si nous faisons le choix de prendre  $N_1=20$  et  $N_2=1$ , nous obtenons en conséquence un rapport de transformation d'une valeur  $m=0.05$ .

### III.2.6. Estimation de l'inductance de fuite

Sachant qu'il y a deux enroulements primaires de  $125\mu\text{m}$  d'épaisseur chacun et de 20 spires, la largeur totale correspondant à l'occupation du primaire dans la fenêtre de bobinage est d'une valeur de 5mm.

Pour utiliser la formule de l'équation I-10 qui nous donne la valeur de l'inductance de fuite dans une telle structure, il nous manque la donnée correspondante à la largeur du secondaire. Nous rappelons ici cette expression pour l'évaluation de l'inductance de fuite :

$$l_f = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot L \cdot N_{\text{éq}}^2}{3 \cdot h} [(r_1 - r_0) + 3 \cdot \mu r (r_2 - r_1) + (r_3 - r_2)] \qquad \text{éq. III-7}$$

Suivant le cahier des charges établi, il passe dans le secondaire un courant d'une valeur de 12A efficace. Par ailleurs, nous avons précédemment fixé dans l'enroulement secondaire la densité de courant à une valeur de  $5\text{A}/\text{mm}^2$ , il nous faut donc disposer d'une section de  $2,4\text{mm}^2$  de cuivre. En mettant en parallèle 5 fils de Litz, comprenant chacun 80 brins de 0.1mm de diamètre, nous obtenons pour la surface de cuivre totale sur l'enroulement secondaire une valeur de  $3,1\text{mm}^2$ .

Dans le cadre de notre application, et d'après ce qui a été mentionné précédemment, la largeur correspondant aux enroulements primaires est de 5mm. Si nous prenons un secondaire occupant dans la fenêtre de bobinage une largeur de 1mm, il reste dans la fenêtre un espace de 3,3mm disponible pour insérer le barreau de fuite. En l'absence de court-circuit magnétique, c'est-à-dire si nous laissons de l'air entre les enroulements primaires et l'enroulement secondaire ( $\mu_r=1$ ), nous obtenons, d'après nos calculs, une inductance de fuite d'une valeur de  $17,7\mu\text{H}$ .

Cette valeur sera insuffisante pour notre application et, pour atteindre une valeur de  $110\mu\text{H}$ , nos calculs nous permettent d'affirmer qu'il faudrait un espacement de 3cm entre primaires et secondaire, toute chose étant égale par ailleurs.

Ces résultats conduisent à une mauvaise utilisation de la fenêtre de bobinage, et ainsi à une limitation de la grandeur de l'inductance de fuite  $l_f$ .

Une solution pour augmenter cette inductance de fuite consisterait en l'insertion d'un matériau magnétique de perméabilité  $\mu_r$  adaptée afin de contrôler la valeur de l'inductance de fuite. Par exemple, pour obtenir une valeur de  $100\mu\text{H}$ , il faut mettre entre les enroulements primaires et l'enroulement secondaire un barreau magnétique de 3mm de large ayant une perméabilité de 10.

### **III.3. Nouvelle topologie pour le circuit magnétique**

L'insertion d'un barreau de fuite magnétique entre enroulements primaires et secondaire afin d'augmenter l'inductance de fuite impose en contrepartie l'usage d'un nouveau matériau que nous aurons à assembler avec un noyau magnétique plus classique. La mise en œuvre et la réalisation d'un tel dispositif s'en trouvent alors complexifiées, non seulement du point de vue du dimensionnement, mais aussi au niveau de la conception effective du prototype proprement dite.

Afin d'obtenir des valeurs d'inductance de fuite plus élevées sans pour autant compliquer le mode de construction de notre structure, il est nécessaire de trouver une nouvelle disposition plus appropriée des bobinages dans le circuit magnétique. Nous avons envisagé pour cela de canaliser les fuites sur une jambe différente de celle du circuit magnétique principal, contrairement à ce qui était envisagé auparavant. Dans une telle éventualité, la jambe de fuite jouera le rôle d'un court-circuit magnétique, et la réluctance de fuite sera réglée avec un entrefer de dimension adéquate. Pour cette nouvelle topologie, nous avons choisi d'utiliser un circuit magnétique en E sur lequel nous avons usiné une jambe



latérale afin de créer un entrefer, l'autre jambe latérale recevant l'enroulement secondaire. La figure suivante illustre schématiquement cette nouvelle topologie.

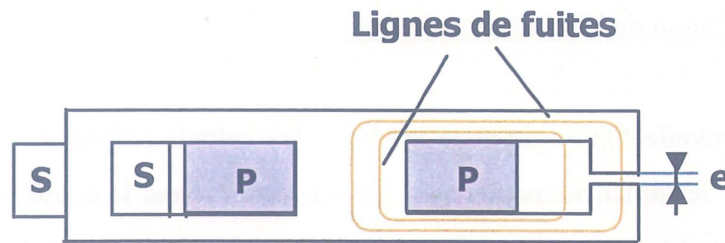


Figure III-5 : LCT à jambe de fuite

Pour calculer la valeur de l'inductance de fuite dans ce nouveau dispositif, nous allons, comme précédemment, considérer un essai en court-circuit. Pour cet essai, nous allons aussi émettre plusieurs hypothèses :

- Le champ dans l'entrefer est bien vertical (Cf. Figure III-5),
- le champ magnétique dans le matériau est supposé nul, ce qui implique donc que toute l'énergie de l'essai en court-circuit est stockée dans l'entrefer.

Nous exprimons cette énergie de la manière suivante :

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot H^2 \cdot V \quad \text{éq. III-8}$$

Avec  $W$  désignant l'énergie de court-circuit,  $L$  l'inductance de fuite,  $I$  étant le courant dans l'enroulement primaire,  $H$  le champ dans l'entrefer, et  $V$  correspondant au volume de l'entrefer.

De plus, en utilisant le théorème d'Ampère le long d'une ligne de fuite, nous obtenons l'expression du champ  $H$  dans l'entrefer d'épaisseur  $e$  :

$$H = \frac{N_1 \cdot I}{e} \quad \text{éq. III-9}$$

$N_1$  étant, bien sûr, le nombre de spires d'un enroulement primaire.

En reliant ces deux équations, il est très facile d'exprimer l'expression de l'inductance de fuite en fonction des autres paramètres dimensionnels de l'entrefer, comme le montre la formule explicitée éq. III-10 :

$$L = \mu_0 \frac{N_1^2}{e} \cdot d \cdot l \quad \text{éq. III-10}$$

Avec  $l$  désignant la largeur de l'entrefer, et  $d$  la profondeur de ce dernier.

### III.4. Prototype LCT bobiné

#### III.4.1. Calcul de l'inductance de fuite

Avec cette nouvelle topologie avec entrefer, les calculs précédemment effectués au paragraphe III.2 pour le dimensionnement du noyau restent dans leur intégralité inchangés. Nous pouvons en conséquence utiliser le noyau E32-6-20 dont toutes les cotations sont données Figure III-4 et plus particulièrement, la profondeur  $d=20.3\text{mm}$  et la largeur  $l=3.18\text{mm}$ . Nous rappelons également que le nombre de spires au primaire est de  $N_1=20$  (pour un seul enroulement) et que l'inductance de fuite désirée pour cette étude doit être d'une valeur de  $110\mu\text{H}$ .

En mettant en application l'éq. III-10, nous arrivons au résultat suivant, à savoir que l'entrefer à usiner sur la jambe latérale du noyau pour avoir cette valeur d'inductance de fuite doit être d'une hauteur  $e=0.4\text{mm}$ .

#### III.4.2. Calcul de la capacité

La valeur de la capacité peut maintenant se déterminer en calculant les surfaces en regard pour une spire moyenne et en supposant un nombre de spires équivalentes de  $(2N_1-1)$  comme nous l'avons précédemment montré lors de l'étude effectuée au paragraphe I.3.

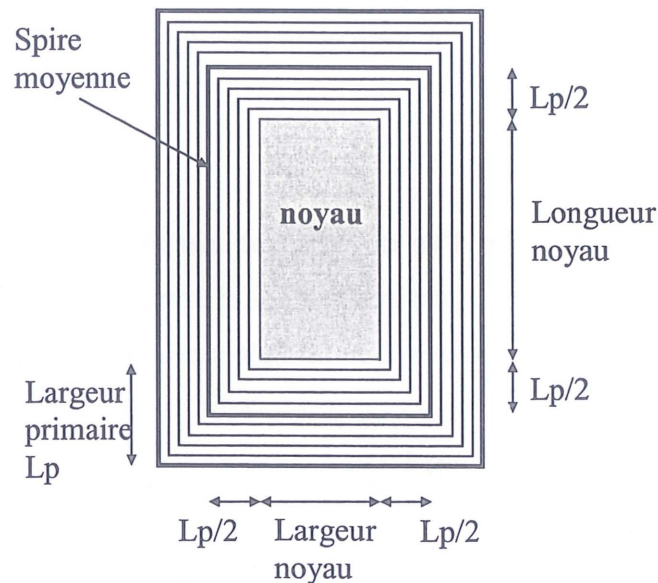


Figure III-6 : enroulement primaire vue de dessus



A l'aide de la Figure III-6, nous déterminons facilement, par de simples considérations géométriques, la longueur de la spire moyenne (que nous noterons longueur\_moyenne). L'épaisseur de l'isolant (c'est-à-dire kapton+colle) est d'une valeur de 75µm comme indiqué plus haut, et présente une permittivité relative d'une valeur de 2.2 [23].

Le noyau E32/6/20 retenu précédemment admet une largeur du noyau égale à 6,35mm alors que sa longueur vaut 20,3mm. De plus comme expliqué au chapitre III.2.6 l'occupation du primaire, appelé largeur-primaire sur la Figure III-6, est de 5mm.

C'est la largeur de bande qui va nous permettre de régler la capacité à la valeur calculée au paragraphe II.3 à savoir 3.4nF. Conserver cette valeur pour la capacité permet en outre d'éviter d'avoir à refaire bon nombre de points de dimensionnement de l'ensemble de la structure quasi résonante série.

Nous rappelons ici que la hauteur de la fenêtre pour deux noyaux E 32/6/20 est d'une valeur de 6,4mm ; toutefois, comme le montre la Figure III-7, il faut laisser un espace d'isolement entre le cuivre et le ferrite afin d'assurer la tenue en tension et garantir ainsi le bon fonctionnement de la structure. La tension de claquage de l'air étant d'environ de 1kV/mm, et étant donné que nous travaillons sous une tension de 300V, il nous faut en conséquence un isolement d'une épaisseur au moins égale à 0.3mm de manière à éviter un claquage (par champ électrique trop intense) via le ferrite.

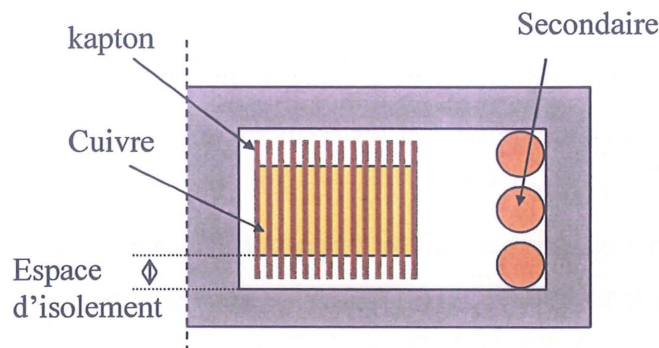


Figure III-7 : primaire vue de coupe

Compte tenu de ces valeurs, nous en déduisons que la largeur de bande maximale pouvant tenir dans la fenêtre de bobinage est donc de 5.4mm. La formule estimant la capacité pour notre primaire en spirale est donnée par l'éq. III-11, obtenue par simple application de la

formule  $C = \epsilon \cdot \frac{S}{e}$ . Nous obtenons ainsi :

$$C = (2 \cdot N_1 - 1) \frac{\text{largeur\_bande} \cdot \text{long\_moyenne} \cdot 2.2 \cdot \varepsilon_0}{\text{epaisseur\_kapton}} \quad \text{éq. III-11}$$

avec

$$\text{long\_moyenne} = 2 \cdot (\text{longueur\_noyau} + \text{largeur\_noyau} + 2 \cdot \text{largeur\_primaire})$$

En prenant une bande de cuivre au primaire d'une largeur de 5mm, nous obtenons par la formule précédente une capacité d'une valeur de 3.7nF qui correspond, à peu de choses près, à la valeur prédéterminée au chapitre II.

### III.4.3. Simulation Flux 2D

Les principales dimensions de notre structure ayant été déterminées, une simulation sous le logiciel éléments finis Flux 2D peut être envisagée. Elle va nous permettre de visualiser les niveaux d'induction dans le ferrite et d'évaluer la puissance réactive dans le système. La géométrie de notre dispositif est saisie en 2D plan d'une profondeur de 20.3mm (ce qui correspond à la taille du noyau). Les effets des têtes de bobine dans une telle simulation ne sont pas pris en compte pour des raisons liées au fonctionnement même du logiciel de simulation éléments finis Flux 2D. L'entrefer modélisé mesure 0.8mm (cet écart par rapport à la valeur précédemment utilisée dans notre dimensionnement analytique sera expliqué ultérieurement). Cette géométrie et les résultats de simulation pour la répartition de l'induction sont représentés Figure III-8.

L'essai est effectué en court-circuit en imposant dans un des enroulements primaires un courant sinusoïdal de 0.5A<sub>eff</sub> à 250kHz, l'autre enroulement primaire étant laissé ouvert. Pour le court-circuit, le matériau est loin de sa zone de saturation, avec un champ maximal d'une valeur de  $B_{\max} = 0.1T$ .

En ce qui concerne la puissance réactive (que nous noterons Q) stockée dans toutes les régions, la simulation nous donne un résultat de 27.7Var. En considérant la relation donnée par l'éq. III-12 ci-dessous, nous en déduisons que l'inductance du système présente une valeur de 71μH.

$$Q = L \cdot \omega \cdot I^2 \quad \text{éq. III-12}$$



Etant donné que dans un essai en court-circuit, il n'y a que des fuites, l'inductance calculée d'après cette formule représente l'inductance de fuite du transformateur.

La simulation montre que toute l'énergie n'est pas stockée dans l'entrefer, comme il a été supposé au paragraphe III.3. Nous en déduisons que l'entrefer déterminé précédemment lors de l'étude analytique a été sous-estimé. De plus, dans cette simulation, il faut rappeler que les fuites par les têtes de bobines n'ont pas été prises en compte. En conséquence, la valeur de l'inductance de fuite pratique pour un entrefer de 0.8mm sera donc supérieure à  $71\mu\text{H}$ , comme nous le constaterons ultérieurement après la réalisation d'un prototype.

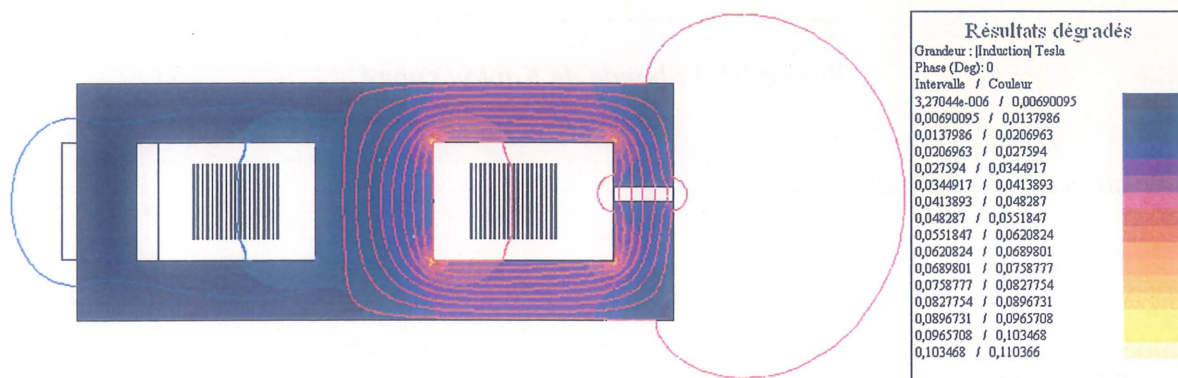


Figure III-8 : simulation Flux 2D

#### III.4.4. Elaboration du LCT bobiné

*Réalisation du primaire :*

Comme cela a été précédemment mentionné, le double enroulement primaire a été réalisé avec des bandes de Kapton cuivré. A l'aide de la Figure III-6, nous calculons facilement la longueur de la spire moyenne ; celle-ci vaut :

$$2 * (\text{longueur noyau} + \text{largeur noyau} + 2 * \text{largeur primaire}).$$

En choisissant de faire l'approximation consistant à dire que cette longueur multipliée par le nombre de spires (20) nous donne la longueur totale du primaire, il faut des bandes de 1.5m de long. D'un point de vue pratique, nous ne disposons que de plaques de 90cm de coté ; il nous a donc fallu faire des raccords pour atteindre la longueur désirée. Ensuite, pour les problèmes de tenue en tension évoqués ci-dessus, les bandes ont été passées au perchlorure de fer, tout en ayant pris le soin de protéger une bande centrale de cuivre de

largeur 5mm. Le résultat obtenu donne des bandes de Kapton cuivré identiques à la Figure III-9.

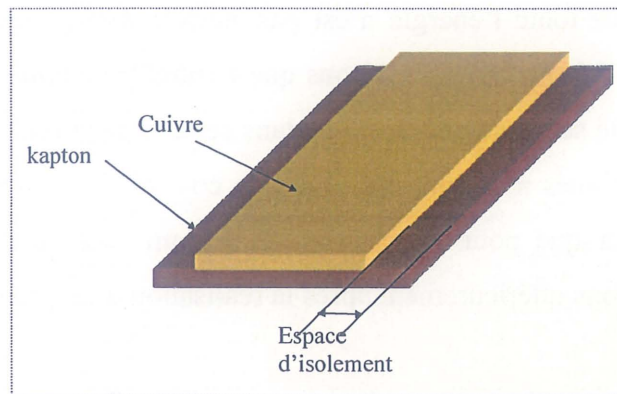


Figure III-9 : bande de Kapton cuivré

#### Réalisation du circuit magnétique :

Une fois les bandes des deux enroulements primaires réalisées, celles-ci ont ensuite été bobinées deux 'fils' en main sur deux noyaux ferrites E32-6-20 en 3F3 de chez Philips (Cf. annexe 2). Un des deux noyaux aura par ailleurs été préalablement retaillé au niveau d'une jambe latérale sur une hauteur de 0.8mm afin d'obtenir, une fois le circuit magnétique fermé, un entrefer de hauteur correspondante.

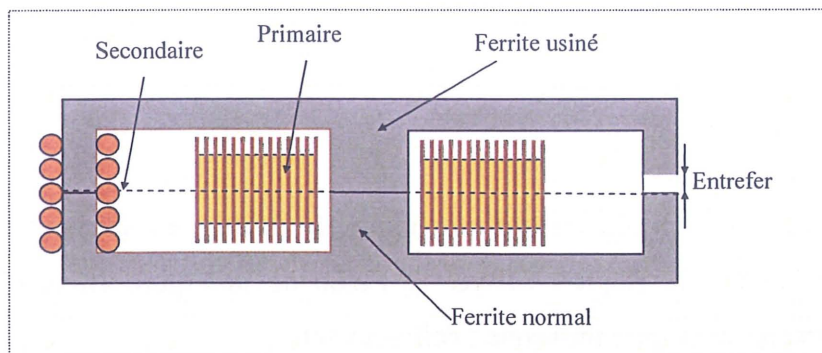


Figure III-10 : LCT bobiné vue de coupe

#### Réalisation du secondaire :

Nous avons fait le choix de réaliser l'enroulement secondaire avec du fil de Litz, dans le but de réduire l'effet de peau. A la fréquence de 250kHz, le calcul de l'épaisseur de peau dans le cuivre conduit à une valeur de  $135\mu\text{m}$ . Compte tenu de ce choix, nous devons vérifier que la densité de courant dans le secondaire reste inférieure à  $5\text{ A/mm}^2$ .



Nous avons prévu de faire passer dans l'enroulement secondaire un courant d'une valeur efficace de 12A, si nous choisissons une densité de  $5A/mm^2$ , il nous faut alors  $2,4mm^2$  de cuivre. Par ailleurs, 5 fils de Litz composés chacun de 80 brins de 0.1mm de diamètre (ce qui nous donne  $0.6mm^2$  de cuivre par fil) mis en parallèle présentent une surface équivalente de  $3mm^2$ .

En associant ainsi en parallèle ces 5 fils de Litz (4 fils auraient été trop juste et nous avons préféré garder une certaine marge de sécurité), la densité de courant obtenue dans chaque fil est de  $4A/mm^2$ , valeur qui correspond à nos attentes.

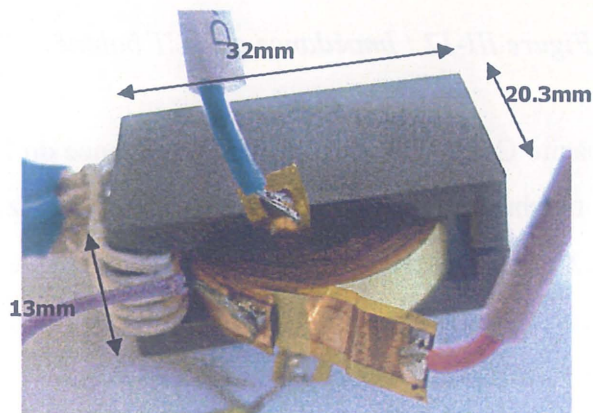
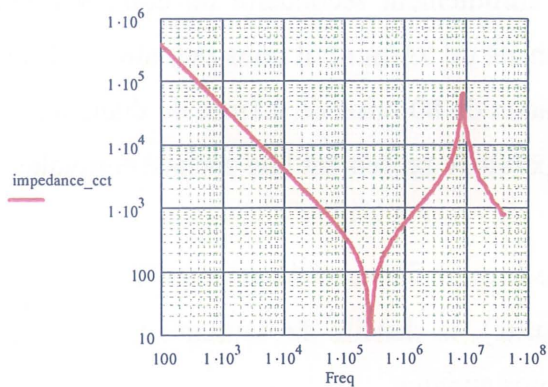


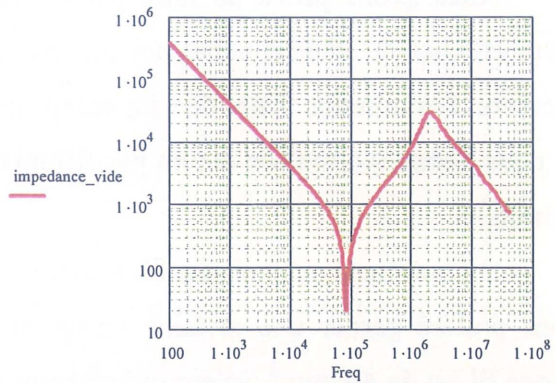
Figure III-11 : Prototype réalisé au LEG

#### III.4.5. Caractérisation du LCT bobiné

Il nous faut à présent déterminer les valeurs de l'inductance  $L$  et de la capacité  $C$  qui caractérisent ce prototype. Pour ce faire, nous allons encore une fois considérer que l'effet capacitif et l'effet inductif peuvent être découplés. Nous considérons donc qu'il s'agit d'une capacité  $C$  mise en série avec un transformateur. Une première caractérisation sur le pont d'impédance/gain/phase HP 4194A nous donne l'impédance de ce prototype pour deux essais (en court-circuit et à vide, cf. Figure III-12). La forme générale obtenue pour cette impédance nous montre bien une première résonance série accompagnée d'une résonance parallèle située à une fréquence plus élevée que la précédente.



essai en court-circuit



essai à vide

Figure III-12 : Impédance du LCT bobiné

La valeur de la capacité  $C$  peut être déduite de l'impédance du LCT mesurée en basse fréquence, impédance qui ne change pas quel que soit l'essai. A 1kHz, les relevés indiquent que l'impédance vaut  $40\text{k}\Omega$ . Nous déduisons donc aisément que la valeur de la capacité  $C$  est de  $4\text{nF}$ , ce qui représente un écart de moins de 10% par rapport à la valeur de  $3,7\text{nF}$  que nous supposons avoir en théorie (Cf.III.4.2).

Il nous reste maintenant à identifier les différents paramètres constitutifs du modèle utilisé pour le transformateur de la structure, à savoir un transformateur à deux enroulements et trois capacités, comme cela est illustré sur la Figure III-13 [24] [25][26][27].

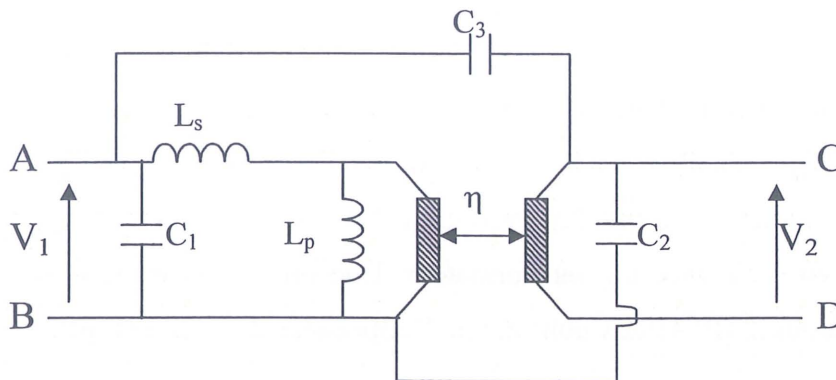


Figure III-13 : modèle du transformateur.

#### a) couplage magnétique :

Dans cette première partie, nous n'allons prendre en compte que les effets magnétiques. Trois mesures d'inductance vont être effectuées à l'aide du pont d'impédance

HP 4194A pour identifier de manière indirecte les trois paramètres  $L_p$ ,  $L_s$  et  $\eta$ . Les trois mesures envisagées sont les suivantes [28] :

- l'inductance  $L_t$  se déduit de la mesure de l'impédance vue du primaire, avec le secondaire à vide.
- ensuite, l'inductance  $L_s$  vient de la mesure de l'impédance vue du primaire, avec cette fois-ci le secondaire en court circuit.
- enfin, l'inductance  $L_{02}$  est tirée de la mesure de l'impédance vue du secondaire, avec pour ce dernier essai le primaire à vide.

Le pont d'impédance nous donne les résultats suivants pour ces trois essais :

$$L_t = 886 \cdot 10^{-6} \text{ H} \qquad L_s = 97 \cdot 10^{-6} \text{ H} \qquad L_{02} = 2.7 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Les grandeurs intéressantes seront déduites de ces mesures à l'aide des relations mentionnées ci-après dans éq. III-13 :

$$L_p = L_t - L_s \qquad \eta = \sqrt{\frac{L_{02}}{L_t - L_s}} \qquad \text{éq. III-13}$$

Ces formules nous permettent donc de déterminer les trois paramètres  $L_p$ ,  $L_s$  et  $\eta$  de notre modèle de transformateur, ce qui nous donne les résultats numériques suivants, permettant de rendre compte du couplage magnétique :

$L_s = 97 \cdot 10^{-6} \text{ H}$	$L_p = 790 \cdot 10^{-6} \text{ H}$	$\eta = 0.058$
------------------------------------	-------------------------------------	----------------

**b) couplage électrostatique :**

Dans cette deuxième partie, nous allons cette fois-ci faire intervenir les effets capacitifs. Encore une fois, trois mesures vont permettre de déterminer de manière indirecte les paramètres du modèle  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  pour le couplage capacitif. Ces essais sont essentiellement des essais en court-circuit, à savoir :

- En court-circuitant les points A et B d'une part et les points C et D d'autre part, la capacité  $C_{m1}$  se trouve à partir de l'impédance entre AB et CD. Cette capacité  $C_{m1}$  est équivalente à la mise en parallèle des capacités  $C_2$  et  $C_3$ .
- La capacité  $C_{m2}$  quant à elle se détermine en court-circuitant les points B et C, puis en observant une résonance parallèle de l'impédance entre les points A et BC, cette résonance apparaissant entre  $C_{m2}$  et l'inductance résultant de la mise en série  $L_p + L_s$ . la capacité  $C_{m2}$  représente en fait  $C_1$  en parallèle avec  $C_3$ .



- Enfin, la capacité  $C_{m3}$  vient en effectuant un court-circuit entre les points A et C puis en observant une résonance parallèle, cette fois-ci entre  $C_{m3}$  et l'inductance totale  $L_p+L_s$ , de l'impédance entre les points AC et B.  $C_{m3}$  représente en fait la capacité résultant de la mise en parallèle de  $C_1$  avec  $C_2$ .

Les mesures effectuées au pont d'impédance donnent les résultats suivants pour ces essais en court-circuit :

$$C_{m1} = 4,5\text{pF}$$

$$C_{m2} = 5,9\text{pF}$$

$$C_{m3} = 9,3\text{pF}$$

Les explications ci-dessus permettent de trouver T la matrice de passage entre les capacités  $C_1C_2C_3$  et les capacités  $C_{m1}C_{m2}C_{m3}$  à savoir :

$$T = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Nous en déduisons facilement la relation inverse entre ces deux triplets de capacités, puisque la matrice T est inversible :

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = T^{-1} \times \begin{bmatrix} C_{m1} \\ C_{m2} \\ C_{m3} \end{bmatrix}$$

Avec l'expression suivante pour  $T^{-1}$  la matrice de passage inverse :

$$T^{-1} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Les valeurs des trois capacités du modèle présenté sur la Figure III-13 se déduisent alors facilement avec cette relation. Nous résumons ces valeurs dans l'éq. III-14 :

$C_1 = 5,5\text{pF}$	$C_2 = 4,1\text{pF}$	$C_3 = 0,4\text{pF}$	éq. III-14
----------------------	----------------------	----------------------	------------

Une fois l'ensemble de ces valeurs implantées dans notre schéma électrique sous le logiciel PSpice, le diagramme de Bode de l'impédance peut être comparé à celui obtenu expérimentalement à l'aide du pont d'impédance (Cf. Figure III-14).



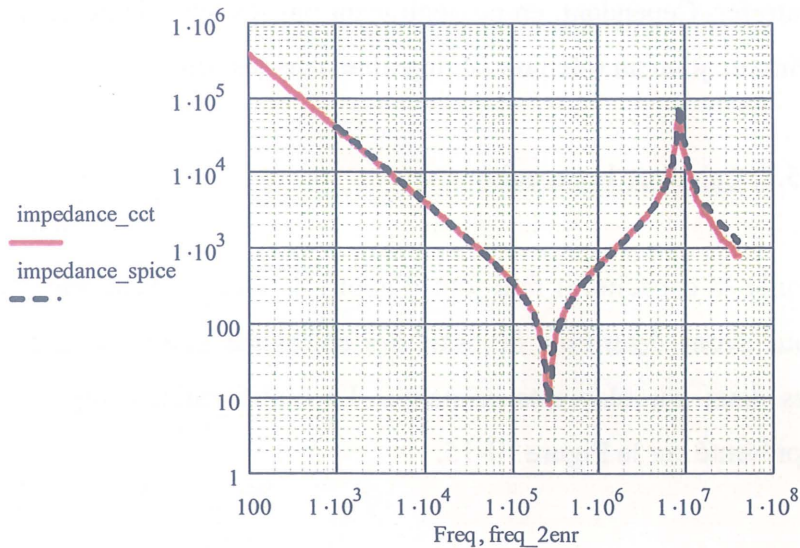


Figure III-14 : Comparaison fréquentielle des impédances entre notre modèle et les mesures expérimentales sur le prototype pour l'essai en court-circuit.

Nous constatons qu'il existe, du point de vue de l'impédance, une bonne correspondance entre notre modèle et les mesures effectuées sur notre prototype. Ces résultats nous permettent de valider notre démarche, tant du point de vue de la modélisation que de celui du dimensionnement du dispositif en vue d'une conception de prototype. Le LCT bobiné réalisé admet donc, en résumé, une capacité de 4nF, une inductance de 97 $\mu$ H et un rapport de transformation de 0.058.

### III.5. Prototype LCT planar

Pour ce second prototype, le double enroulement primaire n'est plus constitué de bandes de kapton cuivré bobinées autour de la jambe centrale, mais est réalisé en structure Planar avec une technologie de circuit imprimé multicouche identique à celle couramment utilisée en micro-électronique [29].

#### III.5.1. Calcul de l'inductance de fuite

D'après les hypothèses formulées au paragraphe III.3, la forme de l'enroulement primaire n'influe pas sur la valeur de l'inductance de fuite, qui est uniquement contrôlée par

la hauteur de l'entrefer. Cependant, en ne négligeant pas les têtes de bobine, il semble que la disposition du primaire joue un rôle non négligeable dans les fuites.

### III.5.2. Calcul de la capacité

Pour calculer la capacité, il faut tout d'abord déterminer la forme du bobinage [30]. Une fois que nous avons déterminé le motif des spires sur une couche, nous alternons les couches entre les deux enroulements primaires. Le motif initial comporte trois spires par couche ; il est représenté sur la Figure III-15.

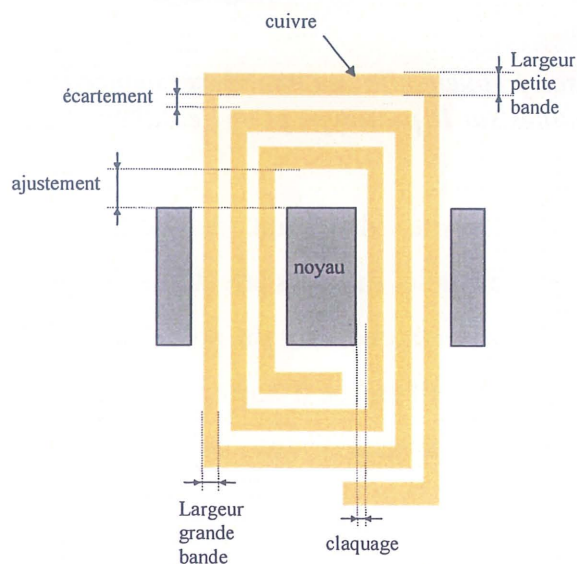


Figure III-15 : motif d'une couche.

Il est nécessaire de bien connaître en détail le processus de réalisation d'un tel primaire afin de dimensionner les pistes de cuivre de manière adéquate de façon à obtenir la valeur de capacité désirée.

Dans le cas présent, les couches superposées doivent nécessairement être isolées deux à deux, et toutes les couches paires sont mises en série grâce à des vias, il en est de même pour les couches impaires. La Figure III-16, ci-dessous, montre une vue éclatée sur un exemple d'un total de 6 couches.

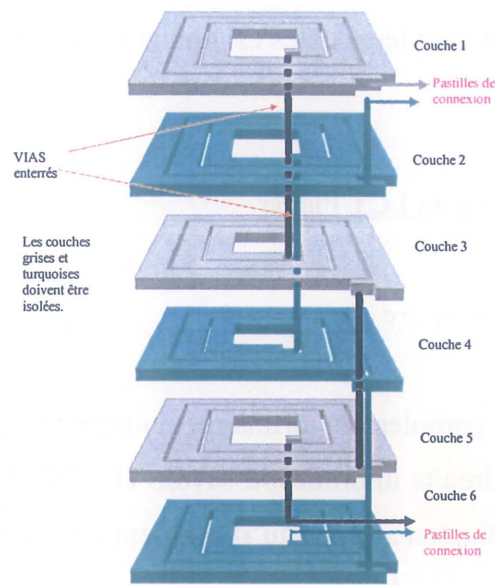


Figure III-16 : vue éclatée de l'empilement des couches paires et impaires, présentant les via permettant les connexions des différents niveaux.

Pour obtenir une vingtaine de spires, à raison de trois spires par couche, il nous faut 7 couches par primaire soit un total de 14 couches, auxquelles il est nécessaire d'ajouter 2 couches destinées aux connexions.

Il faut savoir que lorsqu'un grand nombre de couches est nécessaire, le Kapton est généralement préféré à l'époxy, et ce pour ses performances mécaniques plus avantageuses. Aussi, nous avons fait le choix d'utiliser du Kapton cuivré double face entre les couches 1 et 2, puis entre les couches 3 et 4, etc.

Ensuite, pour stratifier ces groupes de deux couches, nous les plaçons sous presse en insérant un isolant (appelé preg) entre eux. Le Kapton a une épaisseur de 50 $\mu$ m pour une permittivité de 3,3 et le preg a une épaisseur de 140 $\mu$ m pour une permittivité de 4,5. Une fois les épaisseurs de diélectrique déterminées, la valeur de la capacité peut être ajustée en modifiant de manière adéquate les diverses dimensions du motif présenté Figure III-15. Ainsi, en prenant une largeur de petite bande de 3.5mm, une largeur de grande bande de 1.5mm, un écartement de 0.5mm, une distance de claquage de 1mm et une distance d'ajustement de 4mm, nous obtenons une capacité dont la valeur, calculée avec la formule ci-dessous, est théoriquement de 3,9nF (Cf. Annexe 3).

$$C = 3.3 \cdot (\text{Nb\_couche}) \cdot \frac{\text{surface} \cdot \epsilon_0}{\text{epaisseur\_kapton}} + 4.5 \cdot (\text{Nb\_couche} - 1) \cdot \frac{\text{surface} \cdot \epsilon_0}{\text{epaisseur\_preg}} \quad \text{éq. III-15}$$



Le détail de toutes les couches avec leurs côtes est donné en annexe avec une vue de coupe de l'empilement.

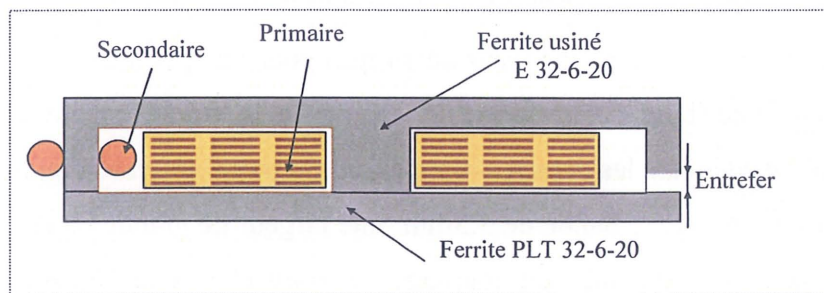
### III.5.3. Elaboration du LCT Planar

#### *Réalisation de l'enroulement primaire :*

La réalisation de cet enroulement primaire multicouche a été sous-traitée par une société spécialisée dans les circuits imprimés, à savoir TECHCi Rhône-Alpes. Le prototype réalisé comporte 16 couches Kapton avec ce qu'il convient communément d'appeler des trous borgnes séquentiels pour la prise de contact au niveau des vias entre couches alternées (Cf. annexe 4).

#### *Réalisation du circuit magnétique :*

Pour l'enroulement primaire réalisé en technologie Planar, le coefficient de bobinage est plus faible que pour le prototype précédemment étudié, car le cuivre du circuit imprimé se trouve être noyé dans de l'isolant. En conséquence, il n'est pas nécessaire de laisser le même espace entre le cuivre et le ferrite que pour le dispositif bobiné. La hauteur totale des 16 couches de primaire est de 2.8mm. Le circuit magnétique peut alors être constitué d'un noyau ferrite de référence E 32-6-20 usiné sur une seule jambe latérale, associé à une plaque portant la référence PLT 32-6-20, comme le montre la Figure III-17.



*Figure III-17 : LCT planar vue de coupe*

L'entrefer obtenu par usinage sur le noyau en E mesure 1mm de hauteur ; cette valeur est plus importante que celle utilisée pour le prototype de LCT bobiné, car les têtes de bobines sont dans ce cas plus importantes et les fuites qui en découle également. Il a donc fallu augmenter l'entrefer par rapport au prototype bobiné pour compenser cet effet.



### Réalisation de l'enroulement secondaire :

Comme pour le prototype LCT bobiné, l'enroulement secondaire est parcouru par un courant de 12A efficace à une fréquence de 250kHz.

Un seul et unique fil de Litz comportant 250 brins de 100 $\mu$ m de diamètre est largement satisfaisant au niveau de l'effet de peau. En ce qui concerne la densité de courant, elle atteint une valeur de 6.1 A/mm<sup>2</sup>, puisque, en effet, la surface de cuivre effective correspondante est de 1.96mm<sup>2</sup> pour un courant de 12A. Cependant, cette valeur, légèrement supérieure aux 5 A/mm<sup>2</sup> préconisés, n'est pas critique pour notre application où le secondaire est placé dans un environnement thermique favorable et devrait donc bénéficier de bonnes conditions de refroidissement.

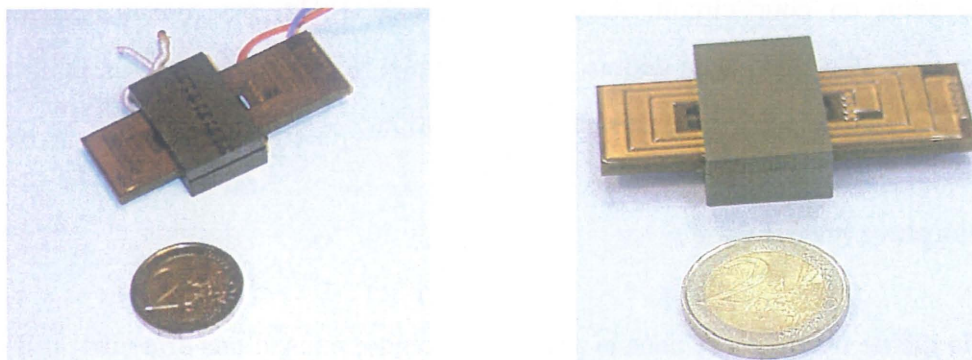
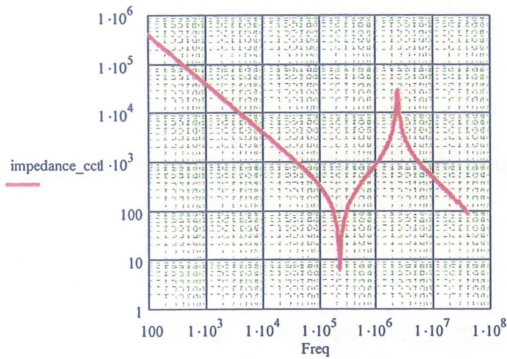


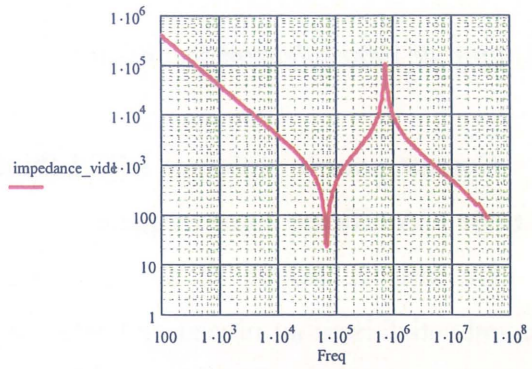
Figure III-18 : Prototype réalisé au LEG (la photographie présentée ne montre que l'enroulement primaire)

#### III.5.4. Caractérisation du LCT Planar

Il nous faut maintenant déterminer les valeurs de l'inductance L et de la capacité C qui caractérisent ce prototype LCT Planar. Comme pour le dispositif LCT bobiné, nous faisons l'hypothèse que nous pouvons considérer une capacité C en série avec un transformateur. Une première caractérisation effectuée sur le pont de mesures HP 4194A nous donne l'évolution fréquentielle de l'impédance de ce prototype Planar pour deux essais (en court-circuit et à vide) : (cf. Figure III-19)



essai en court-circuit



essai à vide

Figure III-19 : Impédance du LCT planar

La capacité C peut facilement être déterminée à partir de la valeur de l'impédance du LCT mesurée en basse fréquence, impédance qui ne change pas, qu'il s'agisse de l'essai à vide ou de celui en court-circuit. A la fréquence de 1kHz, ces mesures montrent que l'impédance vaut 39kΩ. Nous en déduisons que la valeur de la capacité C est de 4.1nF, pour une valeur théorique de 3.9nF d'après notre modélisation.

**a) couplage magnétique :**

De la même manière que dans la partie précédente, nous allons effectuer trois mesures d'inductance afin d'identifier les éléments utilisés pour décrire le couplage magnétique dans notre modèle de transformateur, à savoir  $L_p$ ,  $L_s$  et  $\eta$ .

Les mesures effectuées à l'aide du pont d'impédance, en tous points similaires à celles précédemment réalisées pour le dispositif bobiné, nous donnent les résultats suivants pour le prototype de LCT Planar:

$$L_t = 1280 \cdot 10^{-6} \text{ H} \qquad L_s = 124 \cdot 10^{-6} \text{ H} \qquad L_{02} = 2.8 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Avec les relations données dans éq. III-13, nous accédons aux valeurs des éléments constitutifs du schéma électrique équivalent pour le transformateur :

$L_s = 124 \cdot 10^{-6} \text{ H}$	$L_p = 1156 \cdot 10^{-6} \text{ H}$	$\eta = 0.049$
-------------------------------------	--------------------------------------	----------------

**b) couplage électrostatique :**

Comme pour le couplage magnétique, nous effectuons de nouveau trois mesures, identiques à celles réalisées pour le dispositif LCT bobiné, nous permettant de déterminer de



manière indirecte les valeurs des paramètres du modèle  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$ . Ces mesures indirectes conduisent aux valeurs suivantes :

$$C_{m1} = 4,5\text{pF}$$

$$C_{m2} = 44,7\text{pF}$$

$$C_{m3} = 43,8\text{pF}$$

La matrice de passage  $T$  entre les capacités précédemment explicitée au paragraphe III.4.5 ne change pas, d'où la relation :

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = T^{-1} \times \begin{bmatrix} C_{m1} \\ C_{m2} \\ C_{m3} \end{bmatrix}$$

Les valeurs des trois capacités du modèle explicité Figure III-13 pour le prototype Planar se déduisent alors facilement à l'aide de cette relation ; les valeurs de ces paramètres sont résumées dans l'éq. III-16:

$C_1 = 42\text{pF}$	$C_2 = 1,8\text{pF}$	$C_3 = 2,7\text{pF}$	éq. III-16
---------------------	----------------------	----------------------	------------

Une fois l'ensemble de ces valeurs implanté dans le schéma électrique sous le logiciel PSpice, nous effectuons la comparaison entre le diagramme de Bode de l'impédance issu de la simulation et celui obtenu de manière expérimentale à l'aide du pont d'impédance HP4194A (Cf. éq. III-14).

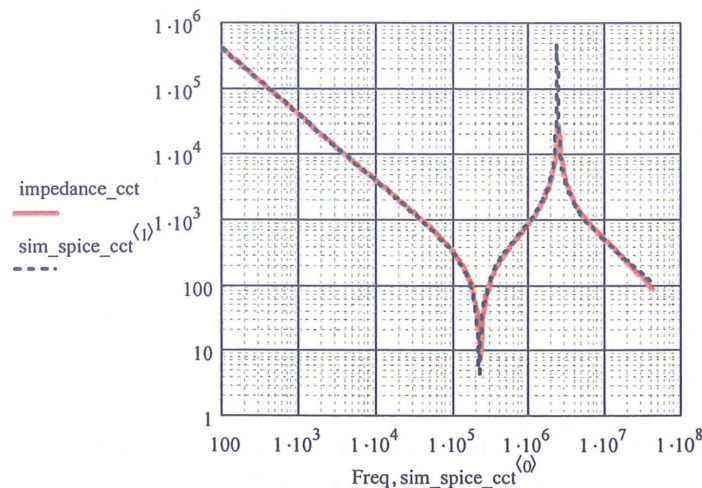


Figure III-20 : Comparaison fréquentielle des impédances entre notre modèle et les mesures expérimentales sur le prototype pour l'essai en court-circuit.

Encore une fois, nous constatons qu'il existe une bonne correspondance entre le modèle et le prototype, du point de vue de l'impédance en court circuit. Le dispositif LCT Planar réalisé admet donc en résumé une capacité de 4.1nF, une inductance de 124μH et un rapport de transformation de 0.049.

### III.6. Vérification du schéma électrique simplifié

Avec ce prototype de LCT Planar maintenant réalisé, nous sommes en mesure d'effectuer des tests afin de valider le schéma électrique simplifié que nous avons précédemment introduit chapitre I (Cf. Figure I-3). Ces tests vont nous permettre de savoir si les effets capacitifs et inductifs peuvent, dans la gamme de fréquence qui nous intéresse, être réellement isolés l'un de l'autre, comme nous en avons fait l'hypothèse à plusieurs niveaux lors de cette étude. Ces tests vont consister à observer l'évolution fréquentielle de l'impédance au niveau de la partie capacitive, par exemple, et d'étudier l'influence d'un court-circuit au niveau du transformateur (Figure III-21).

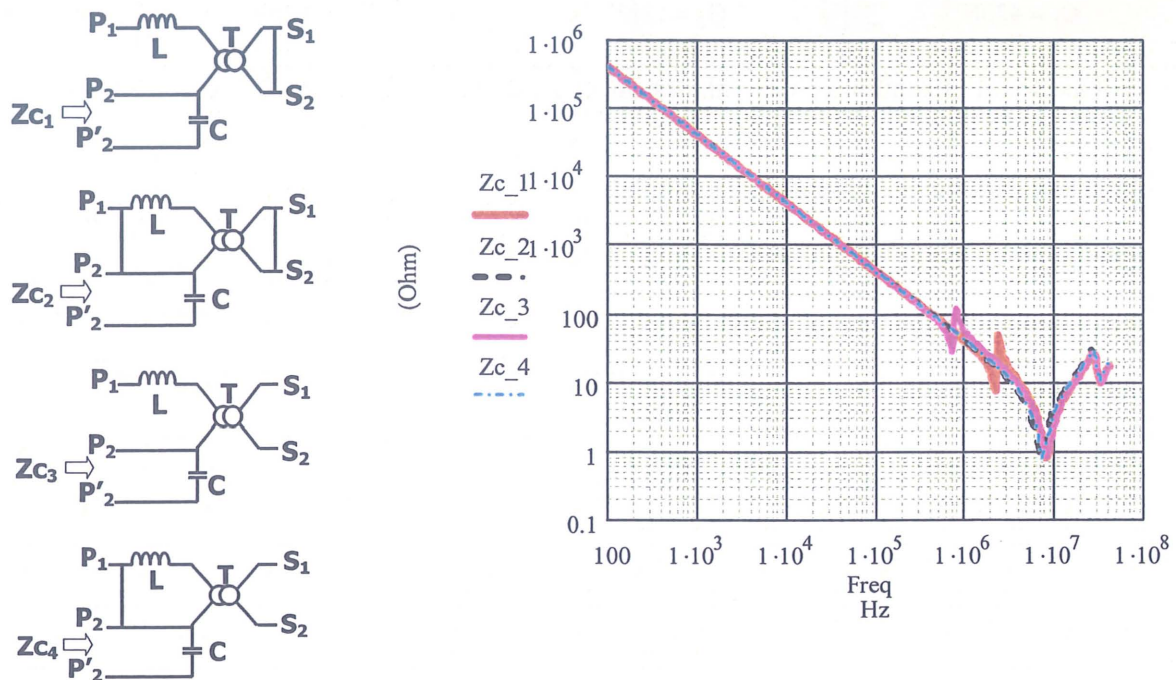


Figure III-21 : Impédance au niveau de la capacité relevée pour les différentes configurations de connexion envisagées

L'impédance relevée entre  $P_2$  et  $P'_2$  présente un comportement équivalent à celui d'une capacité jusqu'à une fréquence de 600kHz, et ce quelles que soient les connexions sur les autres bornes. Nous pouvons donc conclure, au vu de ces résultats, que l'ensemble des éléments capacitifs peut être modélisé par une capacité ramenée entre ces deux bornes.

Cette analyse sur l'évolution fréquentielle a également été effectuée du point de vue de la partie inductive, comme le montre Figure III-22 .



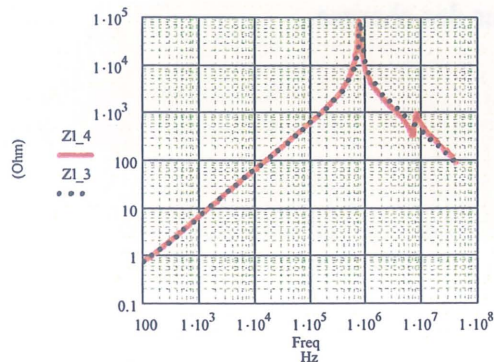
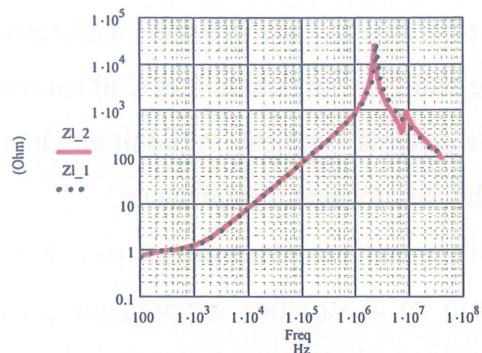
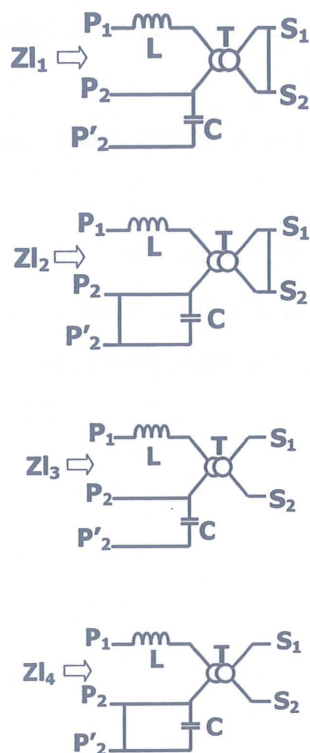


Figure III-22 : Impédance au niveau de l'inductance relevée pour les différentes configurations de connexion envisagées

Nous constatons sur ces relevés que l'impédance entre  $P_1$  et  $P_2$ , que ce soit dans la configuration où le secondaire est à vide ou bien dans celle où le secondaire est en court-circuit, n'est pas influencée par la partie capacitive jusqu'à une fréquence de 6 MHz. Nous en déduisons que les effets inductifs peuvent donc être représentés par un transformateur dont le primaire serait ramené entre ces deux bornes.

Ainsi, l'hypothèse que nous avons prise au chapitre I, et qui consistait à séparer les effets capacitifs des effets inductifs, afin de faciliter la modélisation et le dimensionnement de la structure LCT, se trouve confortée et validée par les mesures précédentes. Ceci permet d'affirmer que notre modèle est une représentation satisfaisante du comportement du prototype à la fréquence de travail considérée.

### III.7. Conclusion

Pour obtenir une valeur d'inductance de fuite nécessaire à la structure quasi-résonante étudiée, nous avons été amenés à envisager, dans ce chapitre, une nouvelle topologie pour le circuit magnétique. Ensuite, deux prototypes, un bobiné et un planar, ont été entièrement

dimensionnés et réalisés. Une première caractérisation a permis de constater une bonne correspondance entre les valeurs de L et C obtenues avec celle désirée.

Enfin, le schéma simplifié introduit au chapitre I a été vérifié avec succès grâce à des mesures réalisées sur un pont d'impédance.

Ces deux prototypes étant maintenant réalisés, nous allons dans le prochain chapitre les tester au sein de la structure à résonance pour en étudier les pertes et les rendements. Ceux-ci seront comparés à une solution discrète préalablement dimensionnée pour répondre au même cahier des charges.

**EJ CRKVTG'KX0''''XCNEF CVKQP'GZRGTKO GPVCNG**





## IV.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons été amenés à réaliser deux prototypes, un bobiné et un planar, utilisant une nouvelle topologie pour le circuit magnétique.

Ces deux prototypes vont être testés, dans ce chapitre, au sein de la structure quasi-résonante série, d'une part pour en étudier les pertes et les rendements, et d'autre part pour les comparer à une solution discrète composée d'une capacité, d'une inductance et d'un transformateur. Le dimensionnement de ces trois composants passifs sera également détaillé au cours du chapitre.

Pour cela, des essais directs et indirects ont été effectués pour les trois solutions afin de comparer les pertes obtenues. Ces mesures étant délicates, une caractérisation complète donnant un modèle précis pour chaque type de pertes a été élaborée, tant pour le LCT planar que pour les composants discrets. Ce modèle une fois implanté dans la structure sous PSpice va nous permettre de déterminer en simulation la provenance respective des pertes et de les comparer aux mesures obtenues de manière expérimentale.

## IV.2. Fonctionnement du LCT au sein de la structure

Les deux prototypes de LCT bobiné et Planar ayant été réalisés et en partie caractérisés (tout du moins en ce qui concerne les valeurs des éléments constitutifs du schéma équivalent simplifié), nous pouvons désormais les insérer dans la structure quasi-résonante que nous avons introduite au chapitre II, et dont le schéma électrique est rappelé Figure IV-1.

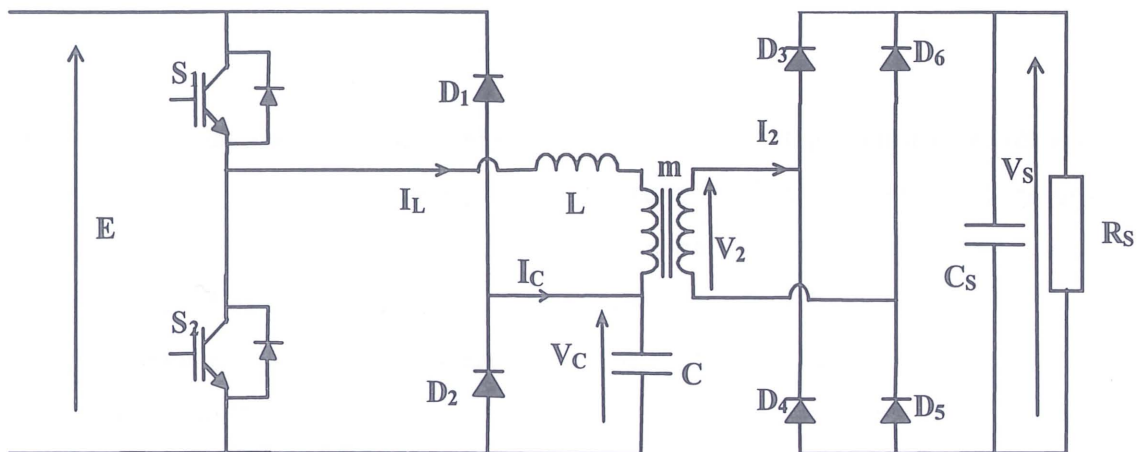


Figure IV-1 : schéma de la structure quasi résonante série

Les résultats des mesures effectuées sur la maquette sont présentés Figure IV-2 et permettent de constater le bon fonctionnement du dispositif LCT bobiné au sein de la structure quasi résonante série[31]. Les formes d'onde obtenues de manière expérimentale, tant au niveau du courant  $i_L$  que de la tension  $v_C$ , montrent une concordance relativement bonne avec ce que nous avons prévu lors de l'étude théorique menée au préalable.

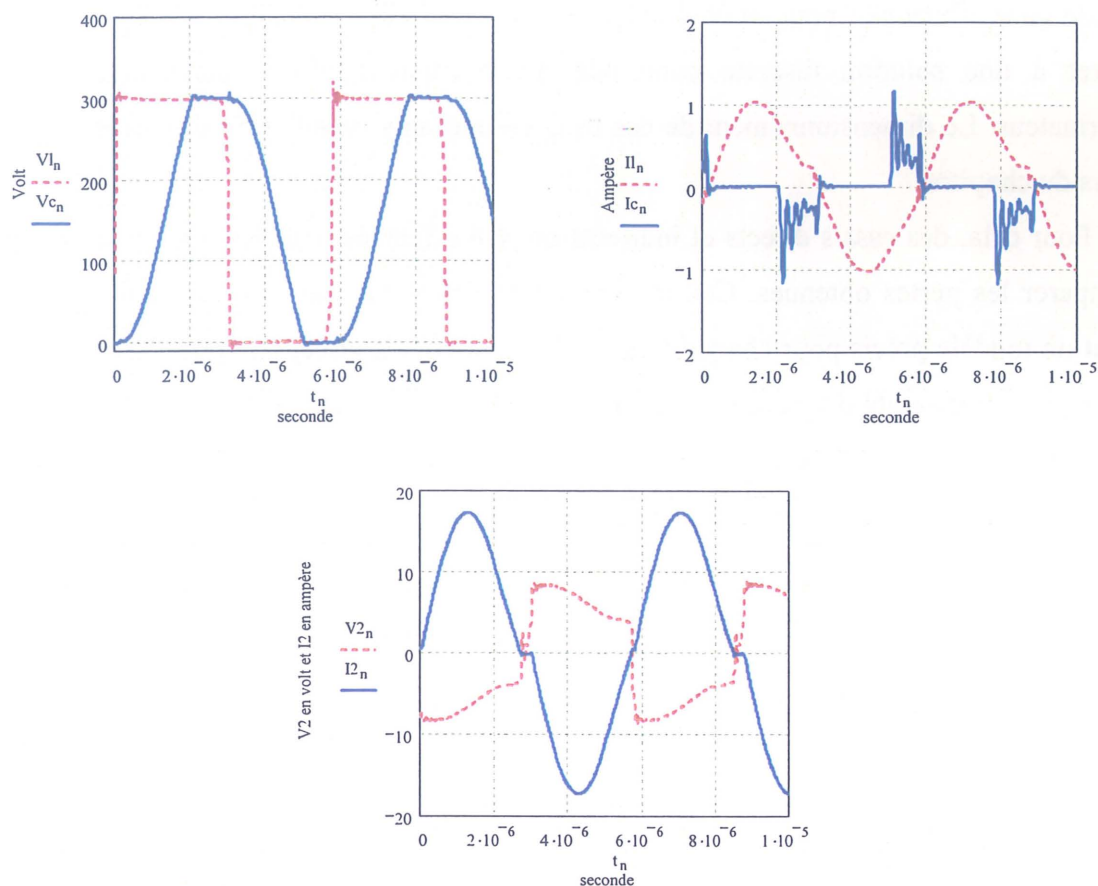


Figure IV-2 : Formes d'ondes expérimentales des courants et tensions pour le LCT bobiné.

Des essais identiques pour le LCT planar, non présentés ici, ont également montré un bon comportement du prototype planar sous tension et courant nominaux.

Ayant validé le bon fonctionnement de l'ensemble de la structure, nous allons maintenant nous intéresser à l'évaluation des pertes dans les prototypes de LCT, et ce afin de comparer ces pertes avec celles d'une structure susceptible de remplir le même triplet de fonctionnalités, mais en utilisant pour cela des composants discrets. Pour effectuer cette comparaison, nous avons réalisé plusieurs essais, dont les principes de mesure et les résultats obtenus sont présentés dans les paragraphes suivants.

### IV.3. Mesure directe des Pertes

Nous allons tout d'abord rappeler le schéma simplifié utilisé pour le dispositif LCT, afin d'introduire les différentes grandeurs visualisées (courants et tensions) lors du fonctionnement de la structure quasi résonante série sous puissance nominale.

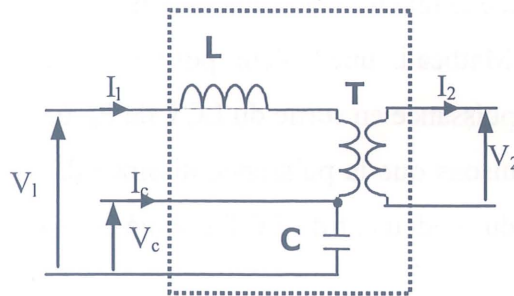


Figure IV-3 : Schéma simplifié du LCT, indiquant les différents courants et tensions pour l'étude des pertes.

Nous définissons respectivement les puissances d'entrées  $P_e$  et de sortie  $P_s$  de ce composant LCT à l'aide des formules suivantes :

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{T} \int (V_1 \cdot I_1) dt + \frac{1}{T} \int (V_c \cdot I_c) dt \\ P_s &= \frac{1}{T} \int (V_2 \cdot I_2) dt \end{aligned} \quad \text{éq. IV-1}$$

La méthode dite de mesure directe consiste à réaliser de manière aussi soignée que possible une acquisition sur oscilloscope de l'ensemble des grandeurs nécessaires, pour ensuite en faire l'exploitation sous le logiciel Mathcad de manière à obtenir les valeurs des puissances  $P_e$  et  $P_s$ . Les pertes du dispositif LCT seront alors déduites en effectuant la différence entre ces deux puissances [32].

La technique de mesure que nous avons utilisée est celle dite de la double pesée. Cette technique permet en effet de diminuer les erreurs de mesure qui peuvent trouver leurs origines à plusieurs niveaux : il peut s'agir de décalages d'offset des amplificateurs d'entrée de l'oscilloscope, et/ou des problèmes de décalage sur les sondes de courant. Toujours dans ce souci de métrologie soignée au maximum, nous avons également pris soin d'utiliser la même sonde pour mesurer tous les courants ; nous avons fait de même pour les mesures des tensions, en plaçant des sondes leurres sur tous les points de mesure de potentiel non utilisés lors d'une acquisition.



#### IV.3.1. LCT bobiné

Pour les mesures sur ce premier dispositif, nous avons dû ajuster la fréquence afin d'avoir la tension de sortie nominale à la valeur imposée par le cahier des charges, à savoir 5V. Cette fréquence vaut, pour le LCT bobiné, 160kHz.

Les précautions de mesure précédemment mentionnées ayant été prises, nous obtenons, après traitement des signaux sous Mathcad, une valeur pour la puissance d'entrée mesurée de  $P_e=66W$  et une valeur pour la puissance en sortie du LCT de  $P_s=63,6W$ .

En conséquence, nous en déduisons que la puissance dissipée dans le prototype LCT bobiné est de  $P_e-P_s=2,4W$ . Le calcul du rendement du LCT bobiné pour ce point de fonctionnement conduit à une valeur de 96,4%.

#### IV.3.2. LCT planar

Un second essai, effectué cette fois-ci avec le prototype LCT Planar a été réalisé dans les mêmes conditions de tension en sortie que précédemment. Avec ce dispositif, nous avons dû régler la fréquence de fonctionnement à 180kHz pour obtenir une tension nominale de 5V en sortie.

Les puissances d'entrée et de sortie que nous obtenons après mesures et exploitation de ces dernières sont en l'occurrence  $P_e=65,4W$  et  $P_s=63,3W$  ce qui nous donne pour le rendement une valeur de 96,8%, légèrement supérieure au rendement obtenu avec la structure incluant le dispositif LCT bobiné.

Les pertes obtenues par différence entre puissances de sortie et d'entrée dans le prototype LCT Planar s'élèvent à  $P_e-P_s=2,1W$ .

#### IV.3.3. Composants discrets

Le but étant de comparer le composant LCT intégré à une solution plus classique, à savoir trois éléments distincts, il nous faut dimensionner ces composants afin de les choisir de manière adéquate vis-à-vis du cahier des charges imposé. Nous allons essayer de garder des valeurs aussi proches que possible de celles que nous avons obtenues lors du dimensionnement du prototype LCT Planar.



Le condensateur doit avoir une valeur de 4.1nF, supporter à ses bornes une tension maximale de 300V et admettre un courant efficace de 0,6A. Pour répondre à ces exigences, notre choix s'est porté sur deux condensateurs films polypropylène EFD RA 14 enrobé polyester d'une valeur de 2,2nF que nous mettrons en parallèle.

En ce qui concerne l'inductance, Nous avons fait le choix d'utiliser une Sesi 15M10 de chez Microspire d'une valeur de 100µH. Celle-ci peut supporter, d'après les données constructeur, un courant moyen de 1,3A.

Le dimensionnement du transformateur se fait, quant à lui, de façon quasi-identique au dimensionnement du circuit magnétique du LCT que nous avons précédemment présenté au paragraphe III-1-3. La seule différence notable à ce niveau concerne l'estimation de la surface de la fenêtre de bobinage, puisqu'il n'y a plus qu'un seul primaire dans le cas de la structure LCT à composants discrets. L'expression du produit des aires AeSb obtenue dans ce cas est celle présentée éq. IV-2 :

$$AeSb = \frac{I_{1eff} \cdot V_2}{B_{max} \cdot 2 \cdot \pi \cdot F \cdot m} \arccos \left( \frac{1}{1 - \frac{m \cdot E}{V_2}} \right) \cdot \left[ \frac{K'_1}{J_1} + \frac{K'_2}{J_2} \right] \quad \text{éq. IV-2}$$

Les valeurs des différents paramètres donnant le produit des aires AeSb restent inchangées par rapport à celles indiquées dans le Chapitre III. Nous rappelons à titre d'information ces valeurs ci-dessous :

$I_{1eff}=0,6A$	$E=300V$	$V_2=6,3V$	$m=0,044$	$F=250000 \text{ Hz}$
$B_{max}=0,2 \text{ T}$	$J_1=5 \text{ A/mm}^2$	$J_2=5 \text{ A/mm}^2$		
$K_1=2$	$K_2=2$			

Le calcul du produit AeSb nous donne la valeur suivante :  $AeSb=6 \cdot 10^{-10} \text{ m}^4$ . Pour le transformateur, le circuit magnétique est composé par deux noyaux ferrites de référence E 18/4/10 de chez Philips, dont les cotes sont indiquées Figure IV-4 (Cf. annexe 2 pour plus d'indications sur les données constructeur de ces noyaux), et offre un produit AeSb d'une valeur de  $8 \cdot 10^{-10} \text{ m}^4$ , ce qui correspond aux attentes de notre application [22].

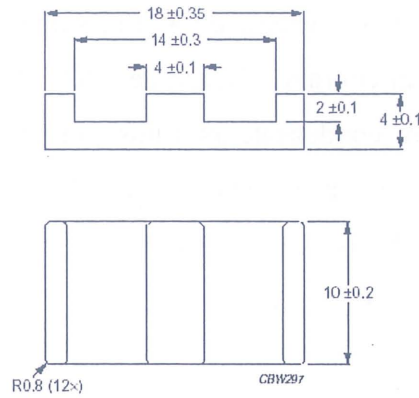


Figure IV-4 : Dimensions du noyau E 18/4/10 (en mm).

En choisissant un nombre de spires  $N_1$  de 20, l'aire  $A_e$  du noyau retenu étant de  $40\text{mm}^2$ , l'équation III-3 permet de déterminer la valeur de l'induction maximale dans le ferrite : nous obtenons ici  $B_{\text{max}}=0,3\text{T}$ .

Nous avons fait le choix de réaliser les bobinages de ce transformateur en circuits imprimés multicouches. Le bobinage primaire comporte quatre couches de cinq spires chacune, et le bobinage secondaire comporte quant à lui deux couches de une spire chacune, ces deux couches étant mises en parallèle.

Nous avons fait le choix d'un transformateur de type Planar en tenant compte de son volume réduit par rapport à un transformateur classique avec un primaire filaire et un secondaire en fil de Litz. En effet, le calcul du produit des aires  $A_e S_b$  pour un tel transformateur s'effectue de manière identique, il change uniquement au niveau du coefficient de foisonnement  $K_2$  (égal à 3 pour du fil de Litz) et donne une valeur de  $A_e S_b = 7,5 \cdot 10^{-10} \text{m}^4$ . Le noyau choisi serait dans ce cas un noyau ferrite de référence RM6S/I, présentant un produit des aires  $A_e S_b$  d'une valeur d'environ  $8 \cdot 10^{-10} \text{m}^4$ ; mais le volume de ce noyau serait deux fois plus important que celui du noyau retenu pour le transformateur Planar.

Comme le but de ces travaux est de contribuer à une démarche d'intégration des composants passifs afin de gagner en volume et en rendement dans le cadre de certaines applications, nous devons justifier l'utilisation d'un composant LCT en le comparant à une solution discrète de volume optimal. C'est dans cette optique que l'inductance (une Sesi 15M10) a été choisie sachant qu'il s'agit d'un composant miniaturisé pouvant être monté en surface. Toujours dans cette perspective de volume minimal, le noyau magnétique retenu (de référence E 18/4/10) a été choisi pour sa taille réduite.



Concernant les condensateurs, il faut noter que leur dimensionnement, notamment au niveau de la technologie mise en œuvre (calibre en tension et courant, mise en boîtier), n'a pas pu être mené de manière optimale pour des raisons de disponibilité. Un choix plus judicieux aurait été un condensateur polypropylène boîtier thermoplastique PS 03 de 3,9nF plus compact de part son packaging que l'enrobé polyester. Cependant les performances entre ces deux condensateurs sont similaires.

La Figure IV-5 montre une photo de ces différents composants, afin de permettre une comparaison des volumes occupés par chacune des solutions...

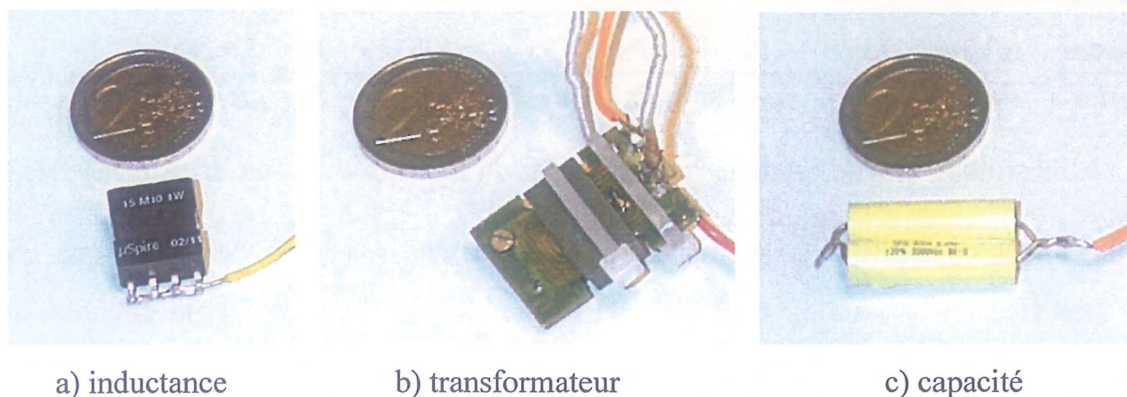


Figure IV-5 : photo des composants discrets  $L$ ,  $C$  et  $T$

Une fois ces composants insérés dans la structure quasi résonante série, nous effectuons les mêmes mesures que celles que nous avons réalisées pour le prototype LCT bobiné et le prototype LCT Planar. La fréquence de fonctionnement, pour obtenir une tension nominale de 5V en sortie, est réglée à la valeur de 187kHz.

Les puissances d'entrée et de sortie, obtenues après exploitation des mesures des courants et tensions (mesures effectuées avec les mêmes précautions que pour l'étude des prototypes LCT), sont respectivement  $P_e=67,2W$  et  $P_s=63W$  ; ces valeurs conduisent à un rendement de 93,7%, ce qui est inférieur aux résultats obtenus sur les deux prototypes LCT. Les pertes pour les composants discrets s'élèvent dans ce cas à  $P_e-P_s=4,2W$ .

#### IV.3.4. Conclusion sur les mesures directes

Ces mesures directes sont, compte tenu des précautions qu'elles nécessitent, difficiles à réaliser et peuvent être sujettes à discussion, notamment pour le calcul des pertes qui est obtenu par différence. Cependant, nous constatons à l'issue de ces mesures que les composants discrets présentent plus de pertes que les deux LCT intégrés, résultat qui est de

bon augure pour la suite de cette étude. Néanmoins, même si les valeurs obtenues pour les puissances d'entrée et de sortie sont représentatives, l'évaluation des pertes et donc celle du rendement peuvent être entachées d'erreur.

En effet, si nous supposons que l'incertitude reste la même sur les puissances et vaut :  $\frac{\Delta P_e}{P_e} = \frac{\Delta P_s}{P_s} = \frac{\Delta P}{P}$ , alors la mesure des pertes obtenue par différence (comme cela a été fait au paragraphe V-2) en écrivant Pertes =  $P_e - P_s$  présente l'incertitude calculée ci-après dans l'éq. IV-3 :

$$\frac{\Delta \text{Pertes}}{\text{Pertes}} = \frac{\Delta \text{Pertes}}{P_e - P_s} = \left| \frac{\Delta P_e}{P_e} \right| \cdot \frac{P_e}{P_e - P_s} + \left| \frac{\Delta P_s}{P_s} \right| \cdot \frac{P_s}{P_e - P_s} = \frac{\Delta P}{P} \cdot \frac{P_e + P_s}{P_e - P_s} = \frac{\Delta P}{P} \cdot \frac{1 + \eta}{1 - \eta} \quad \text{éq. IV-3}$$

L'incertitude initiale est donc multipliée par un facteur  $\frac{1 + \eta}{1 - \eta}$ , soit dans le cas présent par 40, si nous considérons un rendement mesuré  $\eta$  d'une valeur de 95%. Bien que nous ayons pris soin de mesurer  $P_e$  et  $P_s$  avec le même appareil, tout en faisant attention aux problèmes d'offset, la mesure directe des pertes paraît trop délicate dans notre cas. En conséquence, nous allons envisager des mesures indirectes de ces pertes, mesures, dont nous allons à présent détailler le principe.

#### IV.4. Essais en court-circuit

Des essais en court-circuit ont été effectués dans le but de mesurer directement les pertes séries avec un courant voisin de celui du point nominal :  $I_L = 0.5 A_{eff}$ . Les fréquences de fonctionnement sont ajustées pour être identiques à celles des mesures directes. Cet essai ne fait pas intervenir le point  $P_2$  (Cf. Chapitre I) et il utilise une simple résonance série comme le montre la Figure IV-6.

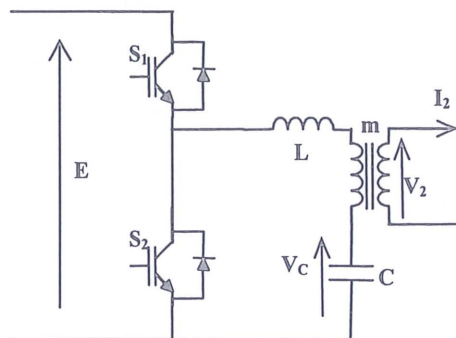


Figure IV-6 : essai en court circuit.



Les mesures qui vont suivre devraient être plus précises que celles précédemment effectuées ; elles seront réalisées sur les deux prototypes de LCT et sur l'ensemble L-C-T de la solution discrète. Cependant, il s'agit d'un essai en court-circuit, à tension réduite, qui devrait en l'occurrence entraîner des pertes fer plus faibles. En conséquence, nous supposons que les pertes mesurées seront majoritairement les pertes cuivre associées aux pertes diélectriques.

Pour le prototype LCT bobiné, nous obtenons pour la puissance mesurée en court circuit une valeur de 1,7 Watt à 160kHz, alors que pour le LCT Planar nous obtenons une valeur légèrement inférieure, à savoir 1,6 Watt à 180kHz. L'ensemble des trois éléments séparés montre, à une fréquence de 187kHz, des pertes séries de l'ordre de 2,4 Watt.

#### IV.5. Méthode d'opposition

Comme nous l'avons fait pour l'essai en court-circuit, nous utilisons cette méthode afin de nous affranchir du problème d'incertitude rencontré pour la mesure directe des pertes. Par contre, le fait que la tension d'alimentation soit égale à la tension nominale constitue un avantage non négligeable par rapport à la mesure précédente, puisque dans ces conditions, les pertes mesurées sont maintenant celle du point de fonctionnement nominal. Le schéma de principe de la méthode d'opposition est présenté Figure IV-7.

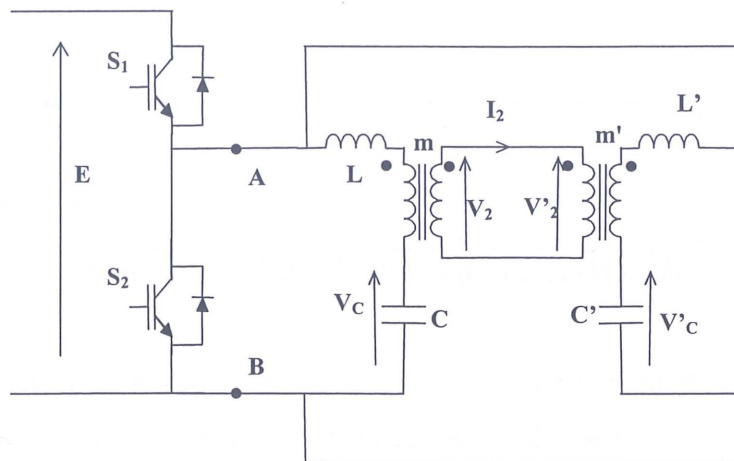


Figure IV-7 : méthode d'opposition.

Le principe consiste à mettre deux dispositifs LCT identiques en parallèle, afin de réinjecter la puissance de sortie du deuxième sur le réseau. Ainsi, la puissance mesurée entre les points A et B représentera la puissance dissipée dans l'ensemble du système, soit deux fois les pertes d'un seul LCT.

Pour cette méthode, il nous faut bien évidemment deux LCT Planar identiques. Cependant, il est nécessaire d'avoir un léger déséquilibre entre les valeurs des triplets L, C, m et L', C', m' de manière à avoir un courant présent dans le secondaire. Dans le cas contraire (c'est-à-dire deux LCT strictement identiques en tout point), cet essai ne correspondrait ni plus ni moins qu'à un simple essai à vide.

Une fois la tension d'entrée fixée à 300V, un réglage de la fréquence de découpage est nécessaire afin d'ajuster le courant à une valeur proche du courant nominal. Lors de cet essai, la fréquence est ainsi réglée à la valeur de 236kHz. L'étude sous Mathcad des différents signaux relevés au niveau des points de mesure A et B conduit à une puissance globale (c'est-à-dire dissipée par l'ensemble des deux dispositifs) d'une valeur de 5.3W, soit pour un seul LCT, des pertes estimées à 2.65W.

Pour des raisons pratiques, cette méthode d'opposition a été exploitée uniquement avec le LCT Planar, car nous n'avons pu réaliser qu'un seul LCT bobiné, ainsi qu'un seul transformateur pour la solution discrète.

#### IV.6. Conclusion sur les mesures

Un récapitulatif des pertes mesurées pour les deux prototypes LCT et la solution discrète correspondante est donné dans le tableau IV-1.

Mesure des Pertes	Bobiné	Planar	Discret
Directes (Point nominal)	2.4W	2.1W	4,2W
Indirecte (Court circuit)	1.7W	1.6W	2,4W
Méthode d'opposition		2.65W	

Tableau IV-1 : Récapitulatif des mesures des pertes.

Les deux LCT, bobiné et planar, ont des niveaux de pertes semblables, que l'on peut constater sur les mesures directes ainsi que sur les mesures en court circuit. La mesure par la méthode d'opposition confirme ce point de vue. Cependant, en tenant compte la difficulté d'avoir des mesures précises, nous ne pouvons conclure sur l'avantage de l'un ou de l'autre en ce qui concerne les pertes. Par contre, bien qu'il existe des incertitudes sur les mesures, il apparaît que la solution discrète présente des pertes supérieures aux deux prototypes et la mesure directe donne des pertes environ deux fois plus importante pour cette solution. Cette

mesure étant à prendre avec précaution ; toutefois la mesure indirecte en court-circuit, plus précise, confirme cette tendance.

Ces premières mesures, bien que délicates, sont rassurantes quant à nos attentes. Pour confirmer cet atout des composants LCT vis-à-vis de la solution discrète au niveau du rendement, nous envisageons une caractérisation plus précise au niveau des pertes du LCT planar et des composants séparés. Le LCT bobiné est mis de côté pour sa réalisation difficile et sa probable non reproductibilité au niveau industriel.

Cette caractérisation va également permettre de localiser plus précisément l'origine des pertes en vue d'améliorer telle ou telle partie du composant intégré.

#### IV.7. Caractérisation complète du LCT Planar

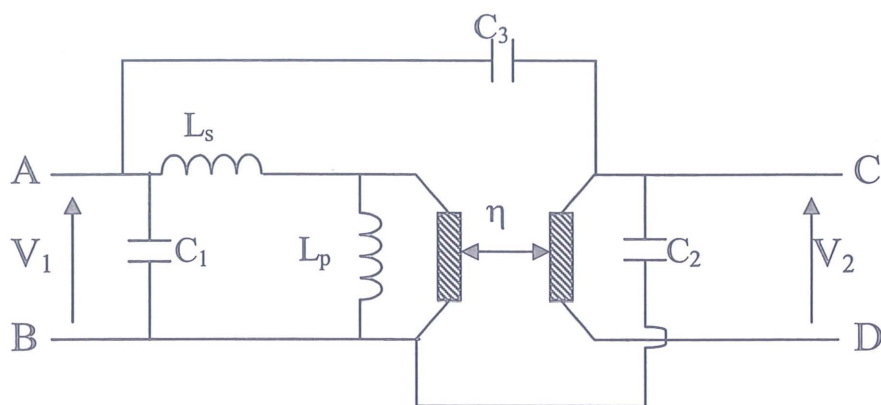


Figure IV-8 : modèle du LCT.

Si on se réfère au modèle des impédances (Figure IV-9) le modèle de LCT que nous avons présenté et paramétré au paragraphe III.5.4 (et que nous rappelons sur la Figure IV-8) semble correct.

Cependant, afin de s'assurer de la validité de notre modèle au niveau des pertes, il nous faut, dans un premier temps, faire intervenir les résistances fondamentales que nous n'avons pas encore prises en compte dans notre modélisation, comme la résistance des bobinages vue du primaire ainsi que la résistance qui correspond aux pertes fer.



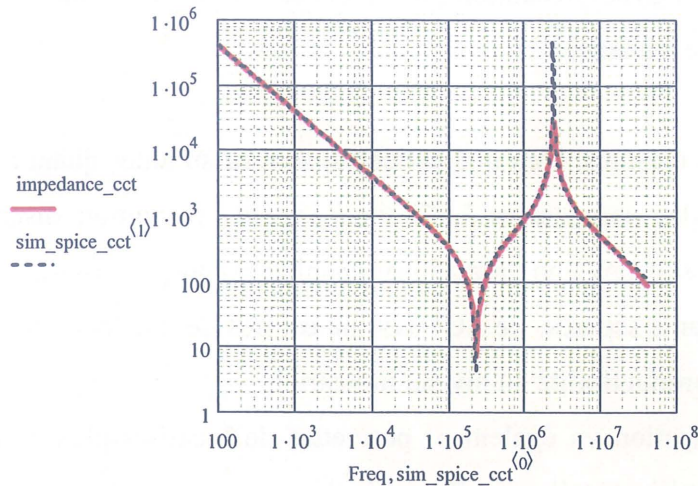


Figure IV-9 : Comparaison entre notre modèle et les mesures expérimentales pour le prototype Planar pour l'essai en court-circuit.

#### IV.7.1. Résistance des bobinages vue du primaire

Cette résistance  $R_1$  peut être déduite de la mesure de l'impédance en court-circuit à la fréquence de résonance série (c'est-à-dire 230kHz) qui vaut:

$$R_1 = 7,1\Omega$$

#### IV.7.2. Résistance des pertes fer

Cette seconde résistance correspond à la valeur prise par l'impédance lors de la mesure à vide à la fréquence de résonance parallèle (c'est-à-dire 740kHz) et vaut 100k $\Omega$ , d'après le relevé de la Figure III-19.

#### IV.7.3. Introduction des différentes pertes

Ensuite, afin d'évaluer la justesse et la validité de notre modèle au niveau des pertes, il nous faut recourir à une autre représentation que celle du module de l'impédance illustrée sur la Figure IV-9. Nous avons choisi en l'occurrence d'adopter une représentation série  $L_s$ - $R_s$  pour l'impédance en court-circuit et une représentation parallèle  $L_p$ - $R_p$  pour l'impédance à vide[33]. Nous constatons alors sur les deux relevés (qui correspondent respectivement à l'essai en court-circuit et à l'essai à vide) de la Figure IV-10 que l'accord n'est pas aussi bon qu'il ne semblait l'être initialement.



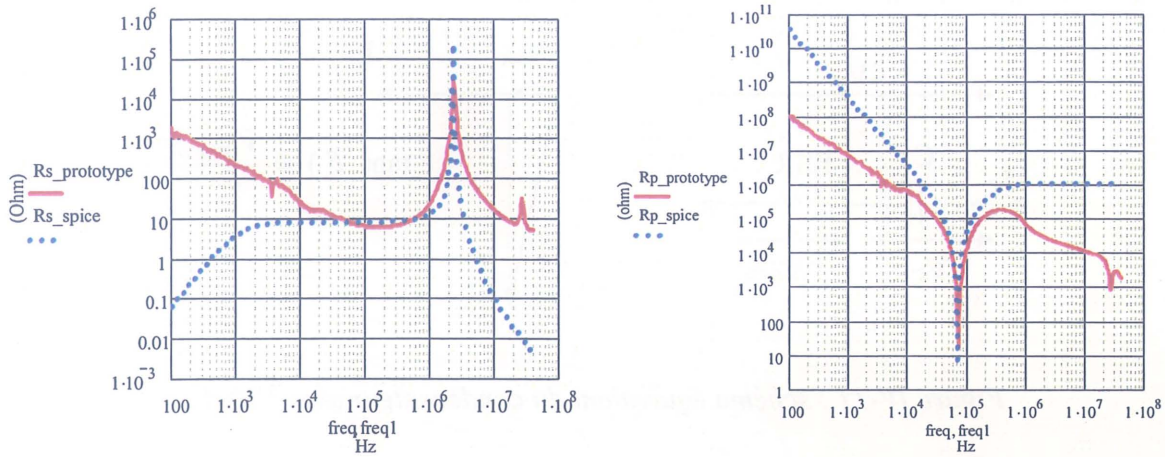


Figure IV-10 : Comparaison pour les représentations série et parallèle entre notre modèle et les mesures expérimentales effectuées sur le prototype LCT planar.

Aussi, afin d'améliorer notre modèle au niveau des pertes, il nous faut compléter sa représentation au niveau des termes résistifs  $R_s$  et  $R_p$ .

#### IV.7.4. Introduction des pertes diélectriques

D'après le relevé de la Figure IV-9, l'impédance visible en basse fréquence semble être purement capacitive, et correspond en fait à la capacité série du composant LCT. La variation en  $1/f$  de la résistance  $R_s$  à ces basses fréquences nous permet d'affirmer que ce phénomène est dû aux pertes diélectriques de cette capacité. En effet, le facteur de dissipation (noté  $\tan(\delta)$ ) donné pour le Kapton dans les documents constructeur est constant sur une large bande de fréquence. En considérant la résistance série équivalente du condensateur (notée en anglais ESR : equivalent serial resistor), nous pouvons, à l'aide de la représentation vectorielle présentée sur la Figure IV-11, montrer que le facteur de dissipation  $\tan(\delta)$  est égal au produit  $(ESR \cdot C \cdot 2\pi \cdot f)$ .

Ainsi, si ce facteur de dissipation  $\tan(\delta)$  est indépendant de la fréquence  $f$ , nous pouvons alors en déduire que l'ESR est proportionnel à  $\frac{1}{f}$ , ce qui se traduit par la relation

$$\text{suivante : } ESR = \frac{\tan(\delta)}{C \cdot 2\pi \cdot f}.$$

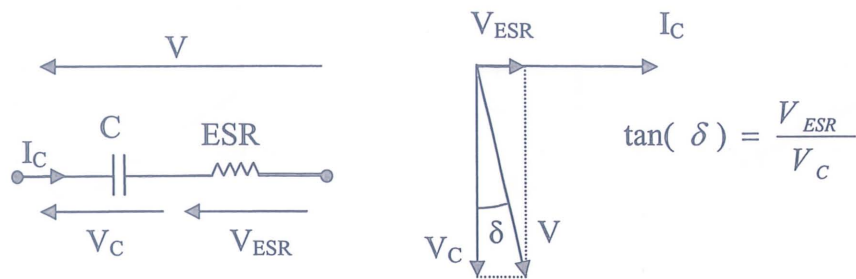


Figure IV-11 : schéma équivalent du condensateur avec l'ESR.

Nous cherchons maintenant à représenter précisément, par un circuit à constantes localisées, les pertes dues au diélectrique. Ainsi pour disposer d'un modèle qui soit susceptible de présenter une résistance série  $R_s$  identique à celle visualisée Figure IV-10, dans la gamme de fréquence située entre 200Hz et 200kHz, nous avons été amenés à ajouter une résistance  $R_c$  ainsi que trois cellules R-C en parallèle avec la capacité de résonance de notre LCT, comme l'illustre la Figure IV-12.

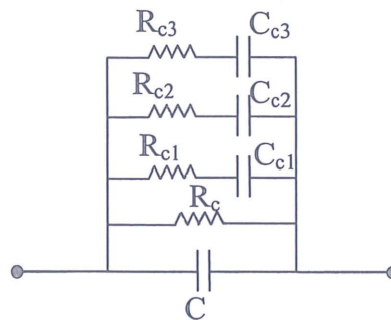


Figure IV-12 : Modèle complet du condensateur  $C$  permettant de prendre en compte les pertes dues au diélectrique.

L'idée directrice de ce choix de modélisation est que, pour des fréquences de coupure successives (fixés par les couple  $R_{c_i}-C_{c_i}$ ) réparties régulièrement sur une échelle logarithmique, le diagramme asymptotique associé au module de  $R_s$  de ce modèle présente, dans un domaine de fréquence adapté, une pente égale à  $1/f$ . Le nombre de cellules R-C en parallèles dépend de l'étendue de ce domaine, dans notre cas trois cellules ont été nécessaires pour avoir une bonne correspondance entre 200Hz et 200kHz.

Les valeurs des sept composants permettant d'avoir une erreur inférieure à 15% entre ce modèle et les mesures effectuées sur notre prototype dans la bande de fréquence considérée



ont été trouvées par itérations successives, à l'aide du logiciel Mathcad [32]. Ces valeurs sont consignées dans le tableau suivant.

Composants	Valeurs			
Capacité (nF)	$C=4.1$	$C_{c1}=0.04$	$C_{c2}=0.04$	$C_{c3}=0.046$
Résistance (M $\Omega$ )	$R_c=30$	$R_{c1}=0.012$	$R_{c2}=0.15$	$R_{c3}=1.5$

Tableau IV-2 : Récapitulatif des valeurs du modèle de C

Il est important de noter qu'à ce niveau de l'étude la résistance  $R_1$  du primaire a été corrigée, elle était auparavant de  $7,1\Omega$ , et nous lui avons attribué la nouvelle valeur de  $5,1\Omega$ . Cette nouvelle valeur est la conséquence de l'étude de la variation de  $R_s$  en  $1/f$ , qui montre qu'à la fréquence de résonance, le modèle de la capacité rapporte une résistance série d'une valeur égale à  $2\Omega$ .

Après avoir pris soin de vérifier que l'impédance en court-circuit reste inchangée par rapport à celle présentée sur la Figure IV-9, nous avons validé ce nouveau modèle tenant compte des modifications susmentionnées, comme le montre la Figure IV-13 où sont représentées les courbes des résistances série et parallèle.

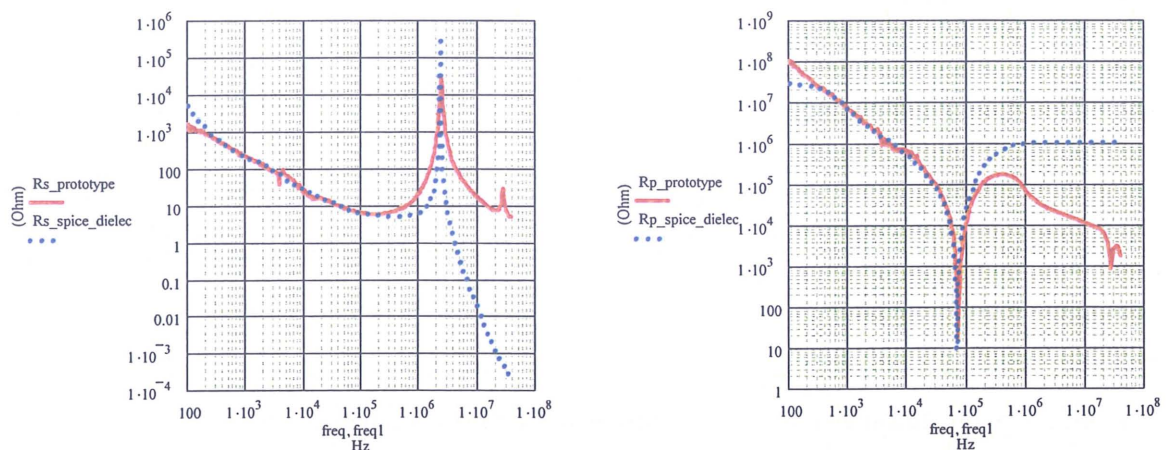


Figure IV-13 : Comparaison pour les représentations série et parallèle entre notre modèle tenant compte des pertes diélectriques et les mesures expérimentales effectuées sur le prototype LCT Planar.

L'objectif que nous nous étions fixé pour ce modèle est atteint : la représentation des pertes dues au diélectrique est cette fois-ci nettement meilleure dans la gamme de fréquence 200Hz-200kHz. L'imperfection que nous observons pour ce modèle à très basse fréquence n'affecte en rien l'évaluation des pertes, puisque le fondamental du signal se situe en effet à une fréquence beaucoup plus élevée.

#### IV.7.5. Introduction des pertes par courants induits

Au delà de l'amélioration apportée par le modèle des pertes diélectriques, il apparaît sur les relevés expérimentaux une zone fréquentielle située entre 200kHz et 2MHz où la résistance série semble croître en  $f^2$ . Nous pouvons donc raisonnablement penser qu'il s'agit de pertes qui seraient dues à des courants induits dans les conducteurs. Des travaux ont déjà été effectués à ce sujet au laboratoire ; ils permettent de rendre compte grossièrement de ce phénomène de variation en fractionnant l'inductance de fuite en deux termes dont l'un destiné aux hautes fréquences (noté  $L_{f-HF}$ ), et en shuntant l'autre partie par une résistance  $r$  comme ceci est présenté sur la Figure IV-14.

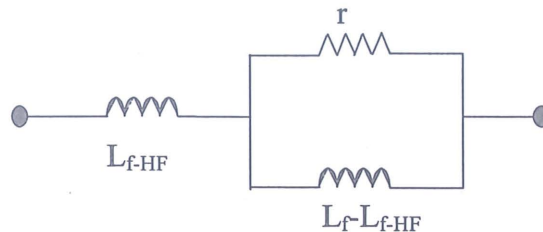


Figure IV-14 : Modèle de l'inductance permettant de tenir compte des pertes par courants induits.

Un affinage des valeurs respectives de  $r$  et  $L_{f-HF}$ , données dans le tableau ci-dessous, a été réalisé à l'aide du logiciel de simulation PSpice [34]. Les valeurs obtenues permettent de tracer les courbes des résistances série et parallèle pour lesquels le modèle des pertes par courant induit a été rajouté à celui des pertes diélectriques ; les résultats obtenus avec ce modèle sont comparés aux relevés expérimentaux sur la Figure IV-15.

Composants	$L_{f-HF}$	$r$	$L_f - L_{f-HF}$
Valeurs	104 $\mu$ H	1k $\Omega$	20 $\mu$ H

Tableau IV-3 : Récapitulatif des valeurs du modèle des pertes par courant induit.



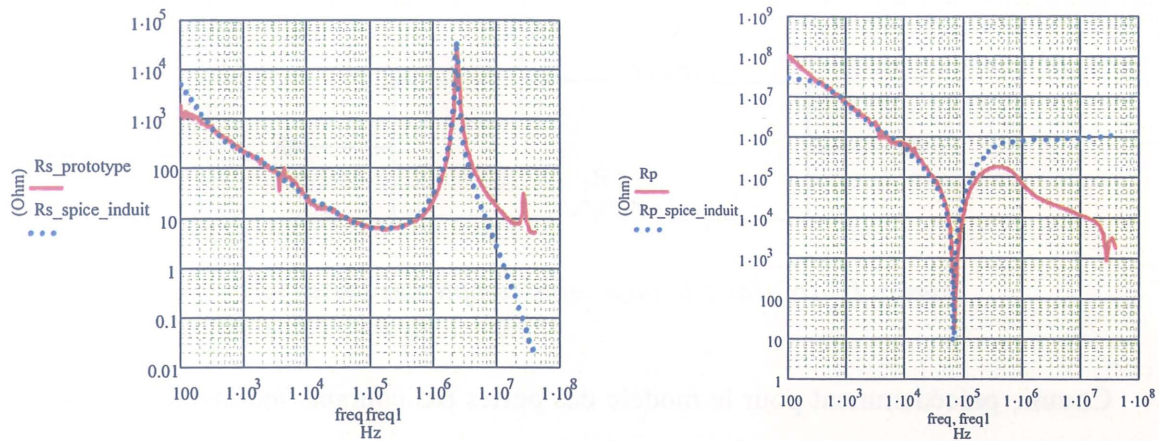


Figure IV-15 : Comparaison pour les représentations  $R_s$  et  $R_p$  entre notre modèle tenant compte des pertes diélectriques et induites et les mesures expérimentales effectuées sur le prototype LCT Planar.

Toutefois, il faut noter que le modèle de ces pertes par courants induits apporte à la fréquence de résonance une résistance d'une valeur de  $0.9\Omega$ . La résistance du bobinage primaire déjà précédemment modifiée pour le modèle des pertes diélectrique ( $5.1\Omega$ ) doit donc être diminuée d'autant et vaut alors  $4.2\Omega$ .

#### IV.7.6. Amélioration du modèle des pertes fer

Les pertes fer ont déjà été introduites au paragraphe IV.7.2 avec l'ajout de la résistance de  $100k\Omega$  en parallèle à l'inductance magnétisante  $L_m$ . C'est une représentation fréquente qui repose sur l'hypothèse consistant à dire que les pertes fer peuvent être considérées comme étant indépendantes de la fréquence pour une tension d'alimentation donnée. Cependant, la courbe expérimentale de représentation de la résistance parallèle  $R_p$  du prototype (Figure IV-15) montre qu'elle décroît à partir d'une certaine valeur de fréquence (environ  $300kHz$ ). Cette décroissance est due à la constante diélectrique du ferrite, que nous prendrons en compte grâce à l'adjonction d'une cellule R-C en parallèle avec une résistance  $R_f$  comme le montre la Figure IV-16.

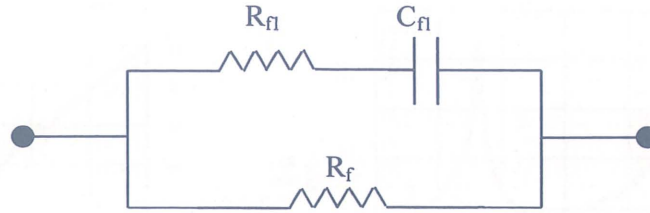


Figure IV-16 : Modèle pour tenir compte des pertes fer.

Comme précédemment pour le modèle des pertes par courants induits, un ajustage de l'ensemble des paramètres a été réalisé sous PSpice en observant la résistance parallèle de la structure. Les valeurs retenues sont consignées dans le tableau ci-dessous :

Composant	$R_f$	$R_{fi}$	$C_{fi}$
Valeur	100k $\Omega$	10k $\Omega$	5,2pF

Tableau IV-4 : Récapitulatif des valeurs du modèle des pertes fer.

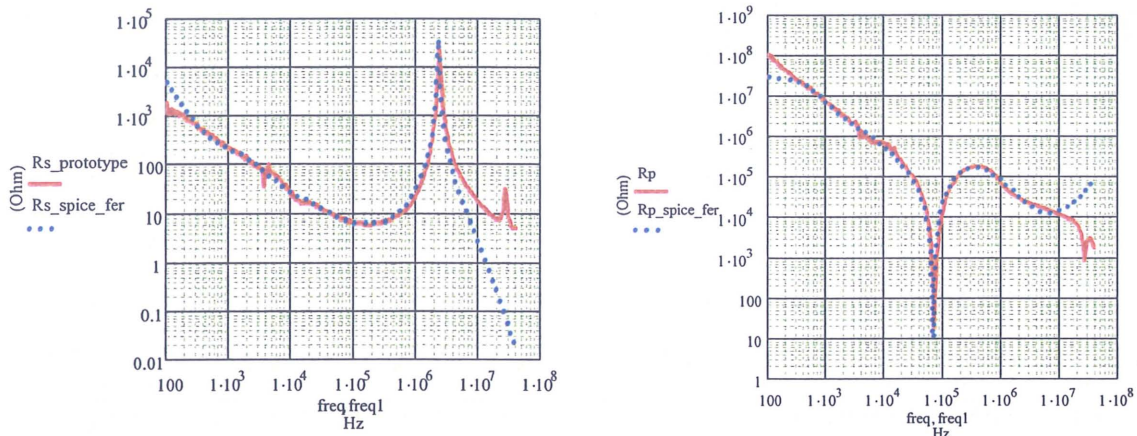


Figure IV-17 : : Comparaison pour les représentations  $R_s$  et  $R_p$  entre notre modèle (tenant compte des pertes diélectriques, induites et pertes fer) et les mesures expérimentales effectuées sur le prototype LCT Planar.

Le modèle final prenant en compte tous les modèles additionnels définis auparavant (modèle pour les pertes dues au diélectrique, modèle pour les pertes par courants induits, et modèle pour les pertes fer) donne les courbes de représentation  $R_s$  et  $R_p$  de la Figure IV-17.



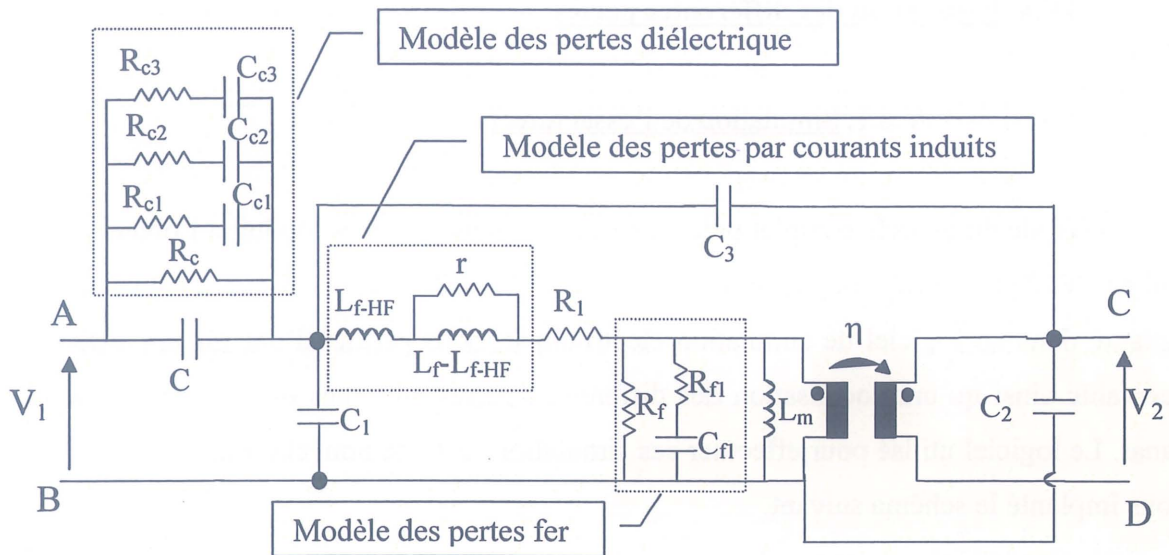


Figure IV-18 : modèle complet du LCT, tenant compte des trois types de pertes (pertes diélectriques, pertes par courants induits et pertes fer).

Ce modèle complet est bien entendu plus précis mais aussi plus fiable que le modèle simplifié de la Figure III-13 ; il permet ainsi d'envisager des simulations relativement fidèles sur une large gamme de fréquence et une estimation réaliste des pertes de notre dispositif LCT depuis 200Hz jusqu'à 3MHz.

A l'issue de l'ensemble de ces compléments additionnels au modèle initial, nous constatons sur la comparaison entre courbes expérimentales et simulées (Cf. Figure IV-19) que ce modèle montre une très bonne concordance jusqu'à 20MHz en ce qui concerne les impédances à vide et en court-circuit.

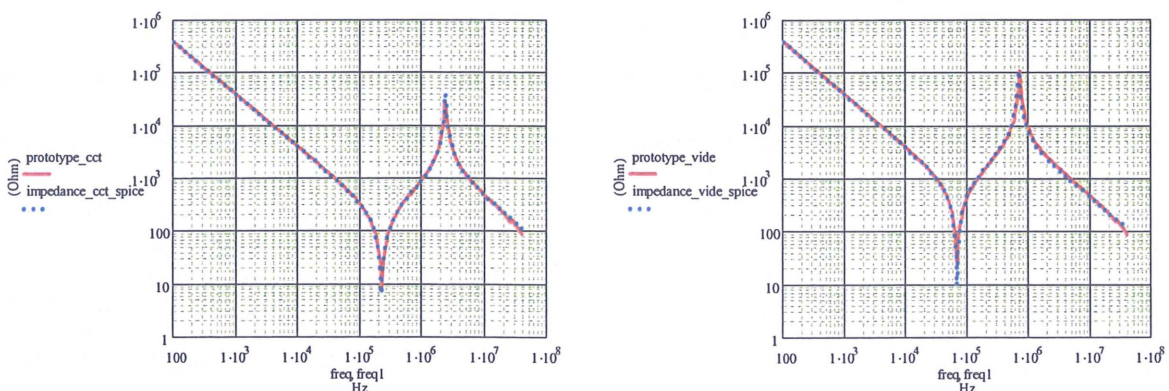


Figure IV-19 : Comparaison entre notre modèle complet et les mesures expérimentales sur le prototype Planar (essai en court-circuit et essai à vide).





Pertes	Diélectriques	par courants induits	Fer	Cuivre	Totales
Valeur (W)	0.38	0.3	0.23	1.45	2.36

*Tableau IV-4 : Séparation des pertes obtenue grâce à la simulation de l'essai direct.*

Nous constatons que les pertes totales (2,36W) sont proches de la valeur expérimentale trouvée précédemment (2,1W pour la mesure directe et 2,65W pour la méthode d'opposition).

#### IV.8.2. Simulation de l'essai en court circuit.

Le schéma de l'essai en court circuit de la Figure IV-6 a été simulé sous PSpice tout comme l'essai direct. Après traitement des signaux et séparation des pertes, nous obtenons les résultats détaillés dans le tableau IV-5 :

Pertes	Diélectriques	par courants induits	Fer	Cuivre	Totales
Valeur (W)	0.35	0.2	0	1.35	1.9

*Tableau IV-5 : Séparation des pertes obtenue grâce à la simulation de l'essai en court circuit.*

Ces valeurs semblent en accord avec la simulation de l'essai direct et les pertes totales (1,9W) rappellent celle obtenues expérimentalement lors de l'essai en court circuit (1,6W).

#### **IV.9. Caractérisation complète du LCT discret**

Nous allons, dans ce sous-chapitre, caractériser les trois composants discrets séparément avant d'effectuer une estimation de leurs pertes respectives dans la structure grâce à une simulation menée sous Pspice pour ensuite comparer ces pertes avec celles du LCT planar trouvées précédemment.

#### IV.9.1. Modèle du condensateur

De façon similaire à celle que nous avons envisagée pour rendre compte des pertes diélectriques du LCT, nous utilisons une modélisation basée sur des cellules R-C en parallèle comme le montre la Figure IV-21. De plus, nous complétons ce modèle en y ajoutant des inductances de manière à représenter l'effet inductif en haute fréquence [35].

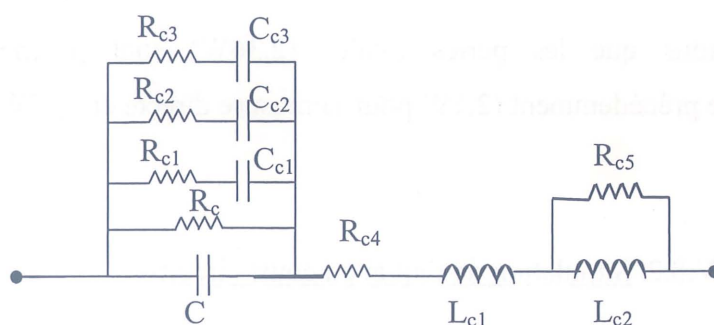


Figure IV-21 : Modèle du condensateur C pour le LCT discret.

Une analyse de ce schéma équivalent sous Mathcad permet d'obtenir les valeurs adéquates pour retrouver avec ce modèle les allures de courbes obtenues de manière expérimentale avec le pont d'impédance. L'ensemble de ces valeurs est consigné dans le tableau V-5. Celles-ci permettent d'obtenir une bonne approximation tant au niveau de l'impédance qu'à celui de la résistance série du condensateur.

Composants	Valeurs			
Capacité (nF)	C=4.2	C <sub>c1</sub> =0.0045	C <sub>c2</sub> =0.0095	C <sub>c3</sub> =0.0095
Résistance (Ω)	R <sub>c</sub> =30.10 <sup>6</sup>	R <sub>c1</sub> =100k	R <sub>c2</sub> =4000k	R <sub>c3</sub> =35000k
	R <sub>c4</sub> =0.028	R <sub>c5</sub> =150		
Inductance (nH)	L <sub>c1</sub> =25	L <sub>c2</sub> =40		

Tableau IV-6 : Récapitulatif des valeurs retenues pour le modèle de C du LCT discret

La Figure IV-22 montre que le modèle choisi, une fois implanté sous PSpice, offre une impédance très proche des courbes observées en réalité. En ce qui concerne la résistance série, nous remarquons cependant une perturbation mesurée par le pont aux environs de 10kHz. Cet ordre de grandeur pourrait correspondre à une fréquence propre au condensateur polypropylène choisi. Aussi, nous avons décidé de ne pas en tenir compte dans le choix des



fréquences de coupure successives réparties régulièrement sur l'échelle logarithmique pour notre modélisation. Ce choix a été effectué de manière à obtenir, pour le module de la résistance série  $R_s$ , un diagramme asymptotique de pente égale à  $1/f$  sur une gamme de fréquences allant de 300Hz à une centaine de kHz.

Les valeurs choisies pour les différents composants constitutifs du modèle permettent d'avoir une erreur inférieure à 15% sur la résistance série entre le modèle et le condensateur dans la bande de fréquence 300Hz-10MHz.

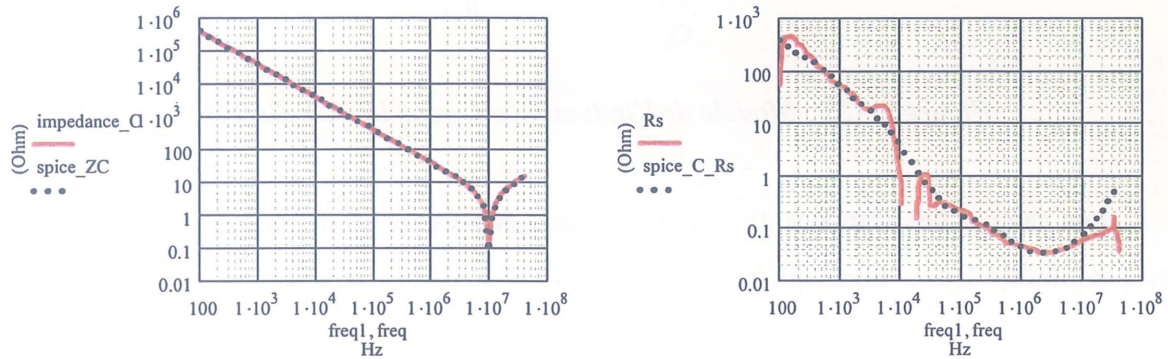


Figure IV-22 : Comparaison entre notre modèle pour le condensateur du LCT discret et les courbes expérimentales relevées au pont d'impédance.

Les résultats obtenus permettent d'affirmer que ce modèle sera à même de nous fournir une bonne estimation des pertes dans le condensateur pour un fonctionnement situé dans cette gamme de fréquence.

#### IV.9.2. Modèle de l'inductance

Le modèle choisi pour l'inductance du LCT discret est celui présenté Figure IV-23 rappelant le modèle que nous avons précédemment introduit de manière à rendre compte des pertes par courant induit dans notre prototype de LCT Planar. Cependant, il faut noter à ce niveau qu'une cellule R-L a été rajoutée ainsi qu'une capacité parallèle, afin de se rapprocher au mieux de l'impédance de L observée de manière expérimentale sur les relevés effectués à l'aide du pont d'impédance.

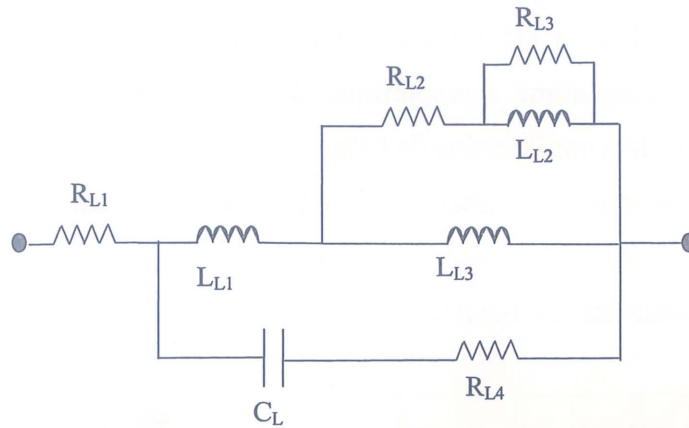


Figure IV-23 : Modèle de l'inductance  $L$  pour le LCT discret.

Les valeurs des composants, déduits d'essais successifs effectués à l'aide des logiciels Pspice et Mathcad, sont répertoriées dans le tableau V-6 :

Composants	$L_{L1}$	$L_{L2}$	$L_{L3}$	$C_L$
Valeurs	$91\mu\text{H}$	$9\mu\text{H}$	$12\mu\text{H}$	$10\text{pF}$
Composants	$R_{L1}$	$R_{L2}$	$R_{L3}$	$R_{L4}$
Valeurs	$0,14\Omega$	$33\Omega$	$110\Omega$	$200\Omega$

Tableau IV-7 : Récapitulatif des valeurs retenues pour le modèle de l'inductance du LCT discret.

De nouveau, une étude comparative, tant au niveau de l'impédance qu'à celui de la résistance série du modèle, permet de constater une très bonne correspondance entre notre modélisation et les relevés expérimentaux effectués sur l'inductance, pour une gamme de fréquence allant de 100Hz à 10MHz, comme nous le constatons sur la Figure IV-24.

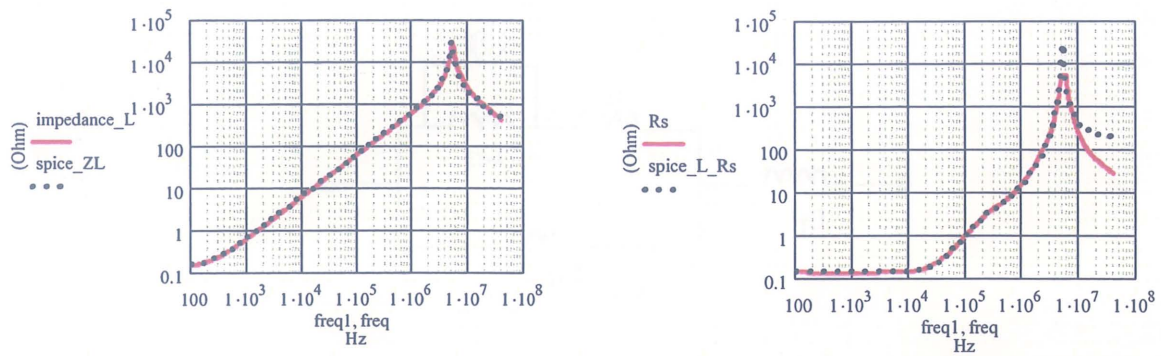
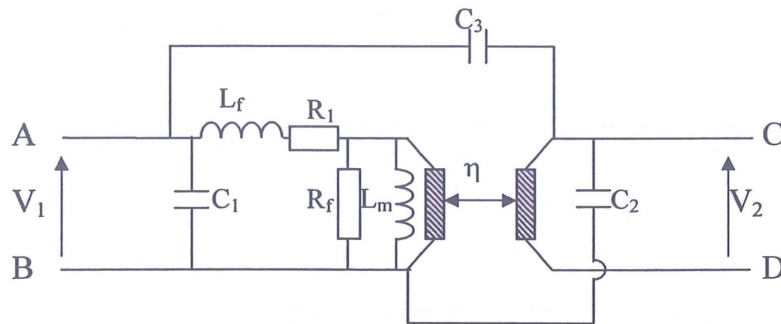


Figure IV-24 : Comparaison entre notre modèle pour l'inductance du LCT discret et les courbes expérimentales relevées au pont d'impédance.

### IV.9.3. Modèle du transformateur.

De manière analogue à celle retenue pour l'étude de notre prototype LCT Planar, nous avons choisi pour le transformateur du LCT discret un modèle simplifié à 3 capacités (Cf. paragraphe III.4.5). La méthode de caractérisation ne change pas par rapport à celle du LCT Planar. La seule différence notable au niveau du modèle réside dans l'absence de capacité en tête, puisque celle-ci a déjà été précédemment modélisée au paragraphe IV.9.1. Le schéma pour le modèle simplifié du transformateur est présenté Figure IV-25 :





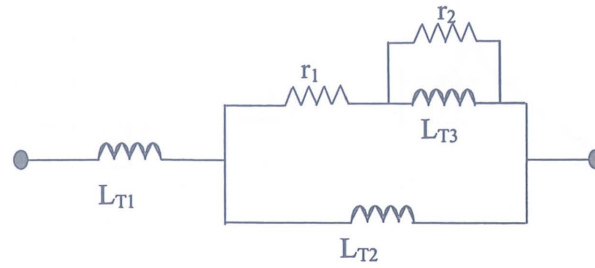


Figure IV-26 : Modélisation des pertes au niveau de l'inductance de fuite pour l'étude du transformateur du LCT discret.

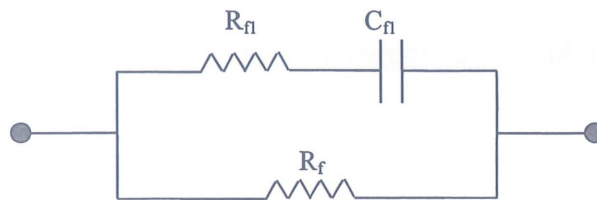


Figure IV-27 : Modélisation des pertes fer pour l'étude du transformateur du LCT discret.

L'ensemble des valeurs du modèle final pour le transformateur (obtenues comme précédemment par ajustements successifs des courbes d'impédance obtenues sous Pspice et exploitées sous Mathcad) est récapitulé ci-après dans les tableaux V-7 à V-8.

$C_1 = -5,8\text{pF}$	$C_2 = 24\text{pF}$	$C_3 = 56\text{pF}$
$L_f = 25\mu\text{F}$	$L_m = 868\mu\text{F}$	$1/\eta = 19.6$

Tableau IV-8 : Récapitulatif des valeurs du modèle simplifié pour le transformateur du LCT discret

Composants	$L_{T1}$	$r_1$	$L_{T2}$	$L_{T3}$	$r_2$
Valeurs	$25\mu\text{H}$	$3\Omega$	$960\mu\text{H}$	$9\mu\text{H}$	$1000\Omega$

Tableau IV-9 : Récapitulatif des valeurs du modèle des pertes dans l'inductance de fuite pour le transformateur du LCT discret.

Composant	$R_f$	$R_{f1}$	$C_{f1}$
Valeur	$190\text{k}\Omega$	$18\text{k}\Omega$	$5\text{pF}$

Tableau V-10 : Récapitulatif des valeurs du modèle des pertes fer pour le transformateur du LCT discret.

Pour les mêmes raisons que celles que nous avons détaillées au paragraphe IV.7, nous avons dû diminuer la valeur de la résistance  $R_1$  du schéma simplifié du transformateur pour la passer à la valeur de  $1,2\Omega$ .

Une fois la totalité de ces valeurs rentrées dans le schéma implanté sous PSpice, nous obtenons une bonne estimation de l'impédance et de la résistance série en court-circuit sur une large bande de fréquence allant de 100Hz à 10MHz comme nous le constatons sur la Figure IV-28.

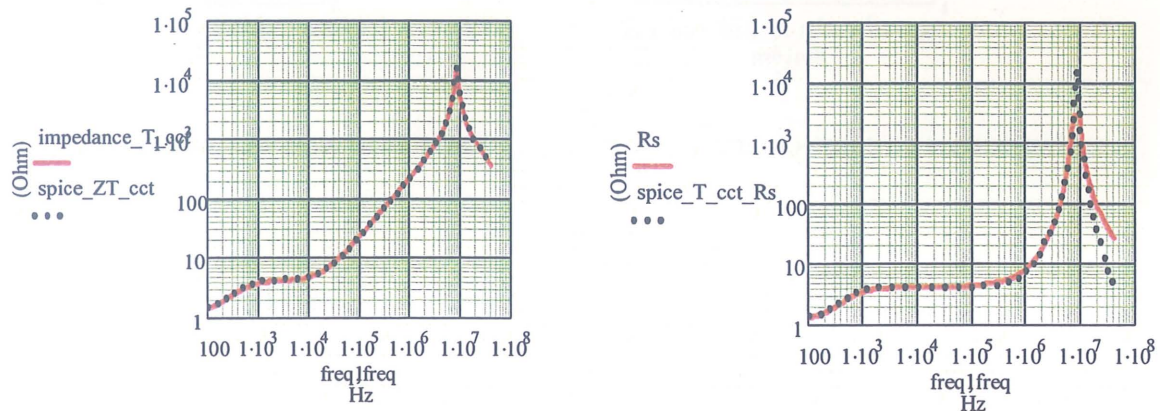


Figure IV-28 : Comparaison entre notre modèle pour le transformateur du LCT discret et les courbes expérimentales relevées au pont d'impédance, pour la mesure en court-circuit.

#### IV.9.4. Regroupement des 3 modèles

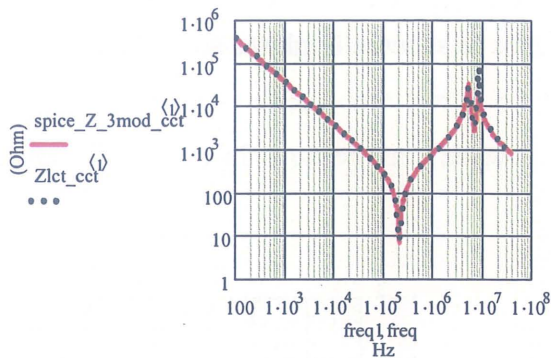
Les modèles des trois composants discrets ayant été déterminés, nous allons maintenant vérifier la bonne concordance de leur association. Une fois ces trois éléments mis en série, des mesures effectuées à l'aide du pont d'impédance nous permettent d'obtenir l'allure de la résistance série du LCT discret en court-circuit, l'allure de la résistance parallèle à vide ainsi que celles des impédances respectives pour ces deux essais. Ces quatre courbes, présentées sur la Figure IV-29, sont comparées aux résultats issus de la simulation effectuée sous PSpice à l'aide des trois modèles regroupés.

Dans les deux cas (c'est-à-dire test à vide et test en court-circuit), nous vérifions que l'impédance trouvée par la simulation est extrêmement proche de l'impédance réelle fournie par le pont HP.

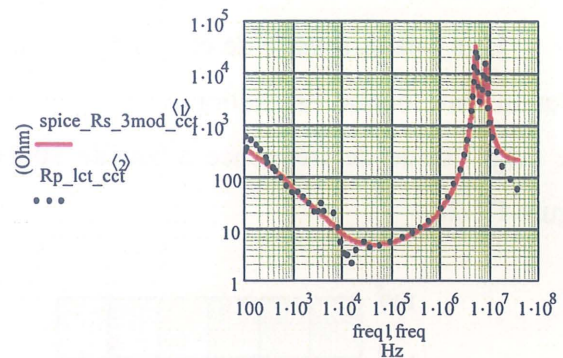
Pour les résistances série et parallèle, nous retrouvons aux alentours de la fréquence de 10kHz la perturbation liée au condensateur dont nous avons déjà précédemment parlé.



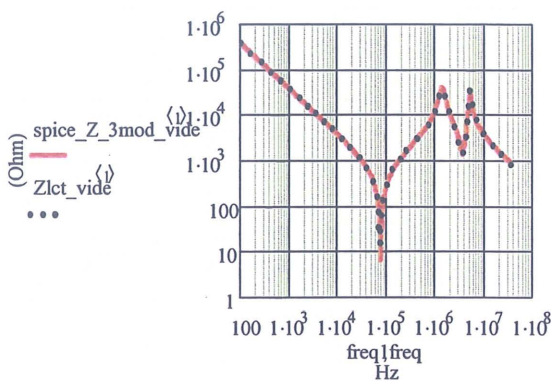
Cependant, en dehors de cette légère divergence, nous constatons également une bonne concordance entre les mesures et les simulations, ce qui va nous permettre d'estimer les différentes pertes avec précision.



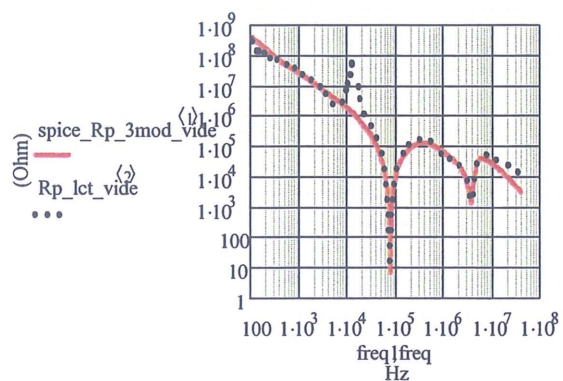
Impédance en court-circuit



Résistance série en court-circuit



Impédance à vide



Résistance parallèle à vide

Figure IV-29 : Comparaison entre nos trois modèles regroupés et les résultats expérimentaux de mesure du LCT discret.

## IV.10. Séparation des pertes pour le LCT discret

### IV.10.1. Simulation de l'essai direct

Le modèle des trois composants discrets est implanté sous PSpice au sein de la structure quasi-résonante série, comme le précise la Figure IV-30. La simulation est réalisée à une fréquence de fonctionnement de 187kHz, comme l'essai effectué pour la mesure directe des pertes (Cf. paragraphe IV.3.3), de manière à comparer les résultats expérimentaux et ceux issus de la simulation.



Grâce à cette étude, nous estimons les pertes dans le condensateur en calculant la somme des puissances dissipées dans chacune des résistances du modèle ( $R_c$  à  $R_{c5}$ ).

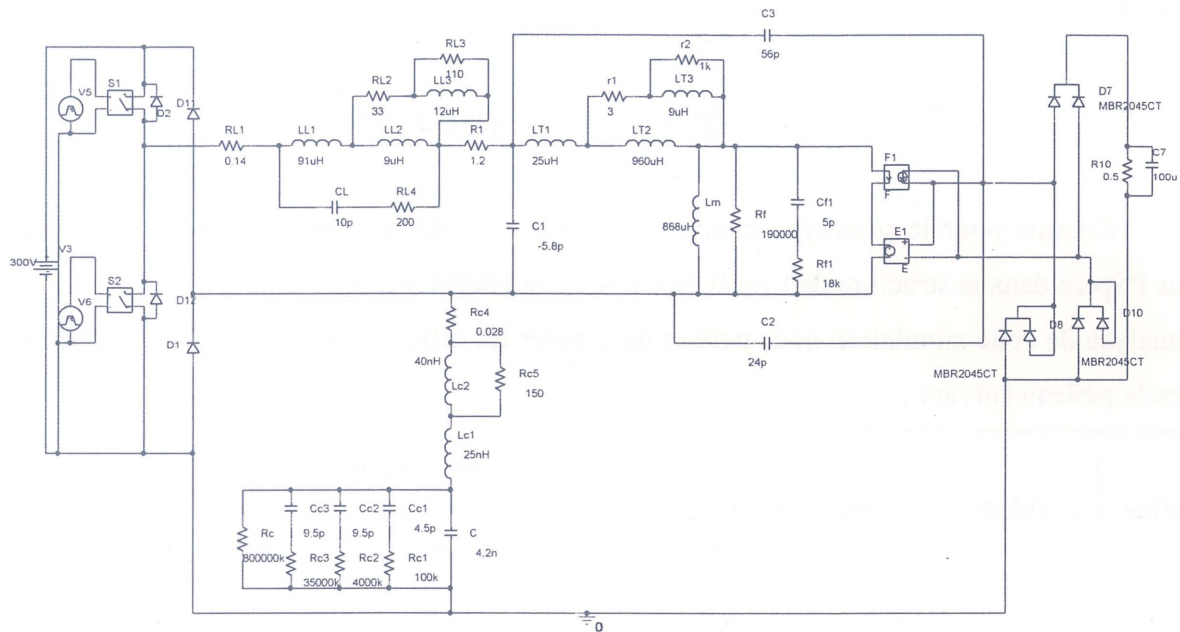


Figure IV-30 : Insertion des trois modèles pour le LCT discret au sein de la structure sous PSpice.

De la même manière, nous accédons aux pertes dans l'inductance. Les pertes dans le transformateur sont séparées en trois termes correspondant respectivement aux pertes induites dissipées dans les résistances  $r_1$  et  $r_2$ , aux pertes fer dissipées dans les résistances  $R_f$  et  $R_{fl}$  et aux pertes cuivre dissipées dans la résistance  $R_1$ .

L'étude des pertes avec cette simulation permet une séparation de celles-ci suivant leur source. Les résultats de cette étude sont reportés dans le tableau suivant.

Pertes	Condensateur	Inductance	Transformateur			Totales
			induite	Fer	Cuivre	
Valeur (W)	0,05	1	1,25	0,2	0,5	3

Tableau IV-11 : Séparation des pertes obtenue grâce à la simulation de l'essai direct pour la solution discrète.

L'ordre de grandeur des pertes totales est plus faible que celui obtenu par la mesure directe. En effet, nous avons 4.2W de pertes lors de la mesure directe, pour 3W en simulation.

#### IV.10.2. Simulation de l'essai en court circuit

Comme pour le prototype planar, le modèle complet des trois éléments a été inséré sous PSpice dans la structure de l'essai en court circuit défini Figure IV-6.

L'analyse de cette simulation nous permet de séparer les différents types de pertes répertoriés dans le tableau suivant :

Pertes	Condensateur	Inductance	Transformateur			Totales
			induite	Fer	Cuivre	
Valeur (W)	0,04	0,7	0,9	0	0,36	2

*Tableau IV-12 : Séparation des pertes obtenue grâce à la simulation de l'essai en court circuit pour la solution discrète.*

Les pertes totales de cette simulation de l'essai en court-circuit (2W) présentent un écart de 16% par rapport celles obtenus expérimentalement au paragraphe IV.4 (2,4W).

L'analyse de ces résultats montre que la mesure directe pour le montage à composants discrets pose problème (4,2W au lieu de 3W en simulation). Afin de résoudre ce problème, nous mettons actuellement en place la méthode par opposition pour améliorer la précision sur ce point particulier.

#### **IV.11. Conclusion**

Ce chapitre nous a permis de tester dans la structure quasi-résonante série, les prototypes bobinés et planar. Après nous être assurés de leur bon fonctionnement, des mesures directes et indirectes ont été effectuées ce qui nous a permis, malgré des mesures délicates, d'avoir un ordre de grandeur des pertes dans les prototypes LCT. Une solution discrète a également été dimensionnée de manière à avoir des valeurs caractéristiques proches de celles du composant planar. Les mesures faites avec ces trois composants (une capacité,

une inductance et un transformateur) ont permis de montrer que l'intégration a été bénéfique en ce qui concerne le rendement du LCT.

Les mesures ayant été délicates, une caractérisation complète donnant un modèle précis pour chaque type de pertes a été effectuée pour le LCT planar et pour les composants discrets. Des simulations réalisées à l'aide de PSpice ont confirmé le fait que le LCT planar présente moins de pertes que la solution discrète.





**EQPENWUKQP'I GPGTCNG'GV'RGTURGEVX&GU**





Dans ce mémoire de thèse, nous nous sommes intéressés à la réalisation et à l'intégration de composants passifs pour les alimentations à découpage. En effet, force est de constater que, depuis quelques années, l'intégration en électronique de puissance est un thème d'actualité, cette dernière suivant la voie de la microélectronique dans cette démarche. Cette volonté de progresser vers des convertisseurs statiques de plus en plus fiables et de plus en plus compacts est motivée par la course à la miniaturisation des systèmes et l'abaissement des coûts ; l'augmentation de la fréquence de fonctionnement des convertisseurs est intrinsèquement liée à la diminution du volume des éléments passifs. De manière générale (les champs d'application de ces convertisseurs s'étendant sur de multiples domaines de puissance et couvrant de larges gammes de fréquence), les performances attendues pour ces dispositifs se situent au niveau de leur rendement, de leur autonomie (pour les systèmes portables) et de leur discrétion électromagnétique (respect des normes CEM en vigueur).

Partant de ce constat sur cette prospective d'intégration, nous nous sommes concentrés sur un des aspects de celle-ci, à savoir la macro-intégration des composants passifs. Par ce terme, nous entendons l'intégration en un seul composant de plusieurs fonctionnalités ; dans le cas des composants passifs, il s'agit d'une intégration dite hybride (par opposition à l'intégration monolithique sur silicium), démarche qui n'est pas dénuée de problèmes, ces derniers étant souvent liés aux natures différentes des matériaux requis. Une telle entreprise ne se limite pas à l'aspect technologique du système, mais nécessite aussi réflexion, tant au niveau de la conception qu'à celui de la modélisation de la structure, de manière à assurer le dimensionnement et la réalisation effective de prototypes.

Pour ces travaux, le cahier des charges que nous avons suivi a été élaboré dans le cadre du Groupement de Recherche Intégration des Systèmes de Puissance : s'il est en effet aisé de constater que l'intégration des composants magnétiques en particulier constitue un obstacle majeur, tant en terme de faisabilité (problèmes liées aux matériaux) qu'en terme de pertes et de volume, il est alors facile de comprendre que cette démarche doit nécessairement passer par la conception et la mise en place de nouvelles structures électromagnétiques permettant d'augmenter simultanément rendement et compacité du convertisseur.

L'objet de ces travaux, le LCT, constitue une de ces nouvelles structures électromagnétiques à l'avenir prometteur, puisque ce composant permet d'assurer simultanément trois fonctionnalités : inductance, condensateur et transformateur.

Pour concevoir un tel dispositif, nous avons, dans le premier chapitre, rappelé les principes d'intégration des composants magnétiques et des condensateurs ; nous avons ensuite élaboré une structure du dispositif LCT permettant d'appréhender son fonctionnement. Cette analyse a donné lieu à un schéma électrique comportemental simplifié, ce qui a permis, après que nous ayons choisi une disposition adéquate des bobinages, d'entreprendre un pré-dimensionnement des valeurs caractéristiques (inductance, capacité et rapport de transformation) du LCT. En outre, cette analyse nous a permis d'entrevoir les avantages qu'était susceptible de présenter un tel dispositif par rapport à une réalisation en composants discrets, notamment en terme de rendement et de volume occupé.

Dans le second chapitre, nous avons choisi la structure du convertisseur où notre LCT serait mis en œuvre. Après réflexion, il est apparu que la structure quasi résonante série semblait la plus avantageuse. S'en est suivi un dimensionnement analytique complet au niveau des différents interrupteurs de ce convertisseur basé sur l'étude des formes d'onde du courant dans l'inductance et de la tension aux bornes du condensateur, puis une application numérique afin de répondre au cahier des charges fixé.

Le troisième chapitre a été consacré au dimensionnement proprement dit du circuit magnétique de notre prototype de LCT, ce dimensionnement s'appuyant sur les résultats obtenus lors du chapitre précédent. Il est alors apparu que la valeur obtenue pour l'inductance de la structure présentée au chapitre I n'était pas adaptée à ces exigences. Nous avons, en conséquence, imaginé une nouvelle topologie du circuit magnétique plus adaptée, ce qui nous a permis de dimensionner et de concevoir deux prototypes, l'un avec un primaire bobiné et l'autre avec un primaire Planar, pour lesquels l'analyse des courbes fréquentielles d'impédance montre un bon accord avec les valeurs théoriques issues de notre dimensionnement.

Confortés par ces résultats, nous avons ensuite, dans le quatrième et dernier chapitre, testé ces deux prototypes au sein de la structure quasi résonante série élaborée au second chapitre, en vue d'en déterminer les pertes et le rendement, mais aussi pour comparer ces dispositifs à une solution en composants discrets insérée dans le même convertisseur quasi résonant. Plusieurs méthodes de mesure, directes et indirectes, ont à ce niveau été mises en œuvre. Malgré la complexité de ces dernières, les résultats obtenus montrent que le LCT intégré présente un rendement relativement meilleur que la solution en composants discrets. Enfin, ayant constaté quelques écarts entre notre modèle et les mesures lors de ces tests, nous avons affiné notre modélisation du LCT Planar et de la solution discrète, en tenant compte des différents types de pertes ; ce nouveau modèle, plus précis que le précédent, nous a permis, à



l'aide de simulations effectuées sous Pspice, de localiser la répartition et l'origine de ces différentes pertes.

Les perspectives d'une telle étude sont multiples :

- Avec la nouvelle topologie du circuit magnétique, il s'est avéré que la réalisation d'une inductance de fuite de forte valeur ne constituait pas un problème comparé à la topologie initiale sans barreaux de fuite. Par contre la réalisation de la capacité à l'aide de Kapton multicouche de faible permittivité semble être plus contraignante pour le volume du LCT. Il serait alors avantageux de choisir, pour le cahier des charges donné, une structure nécessitant une capacité plus faible pour une inductance de fuites plus élevée ;
- d'autres configurations de bobinages de LCT que celles présentées dans ce mémoire, ayant éventuellement recours à d'autres technologies voire d'autres matériaux (comme un diélectrique de plus grande permittivité) sont elles aussi envisageables ;
- de même, d'autres topologies magnétiques de LCT peuvent être étudiées ;
- Une simulation 3D avec couplage électromagnétique-électrostatique permettrait un dimensionnement plus rigoureux de l'entrefer afin d'avoir la valeur de l'inductance de fuite désiré. En effet elle tiendrait compte simultanément de l'épanouissement des lignes de champ au niveau de l'entrefer et de la répartition du courant dans les deux primaires et des têtes de bobine qui n'avait pas pu être considérées lors de la simulation 2D plan.
- l'élaboration du modèle fin de notre prototype LCT permet d'envisager une démarche de dimensionnement par résolution du problème inverse, à savoir envisager le dimensionnement et la réalisation de nouveaux prototypes après avoir ajusté les paramètres du schéma électrique sous PSpice afin de valider le cahier des charges.

Cette étude a montré que l'avantage du composant LCT intégré par rapport à une solution discrète se situait à la fois au niveau du gain en volume et au niveau de la diminution des pertes dans la structure. En effet, pour un composant LCT intégré, le nombre de connexions et la quantité de cuivre sont grandement diminués. De plus, le fait de regrouper trois composants en un seul constitue un véritable atout, tant en terme de compatibilité électromagnétique qu'en terme d'encombrement. Cet aspect pourrait présenter des avantages non négligeables pour de nombreuses applications de l'électronique de puissance et pour les concepteurs de ces composants pouvant alors offrir trois fonctions en un seul dispositif. L'intégration pourra



alors atteindre un niveau très élevé, puisqu'un tel composant pourrait alors être réalisé sur un circuit imprimé, en même temps que le reste du circuit.

Il est en conséquence possible d'imaginer les perspectives à long terme d'une telle étude, qui se situeraient au niveau d'un « convertisseur tout intégré ». En effet, de manière générale, les efforts d'intégration menés jusqu'à présent ont permis d'obtenir des prototypes aux performances intéressantes, tant du point de vue des composants actifs que des passifs, sans pour autant oublier les systèmes de refroidissement intégrés (tels que les caloducs). Ces résultats ne restent pourtant qu'au stade de prototypes, et il existe une différence significative entre un prototype de démonstration et un produit économiquement viable commercialement parlant. La commercialisation et la réalisation de tels organes nécessitent non seulement un approfondissement mais aussi une amélioration des procédés technologiques de réalisation, condition *sine qua none* pour envisager l'exploitation à grande échelle de telles solutions. Il faut de plus noter que ces prototypes (actifs, passifs, refroidisseurs) sont actuellement développés séparément. Il est impossible à l'heure actuelle d'assurer la compatibilité des différentes filières technologiques. Cette étape nécessitera une importante réflexion, notamment au niveau de l'ordre chronologique des différents processus de réalisation. Une synergie et une volonté collective des différents laboratoires de recherche et industriels constituent la clé de voûte d'un projet aussi ambitieux, fort heureusement soutenus par les groupements de recherche travaillant sur ce sujet. Outre cet aspect technologique, un obstacle majeur au développement du « convertisseur tout intégré » risque d'être le prix d'une telle réalisation et des investissements qu'elle nécessite, somme qu'il est impossible de chiffrer aujourd'hui. Quel industriel sera prêt à tenter le pari d'investir dans de nouvelles chaînes de réalisation pour un « convertisseur tout intégré », alors que des solutions discrètes bon marché existent déjà ? Quelle garantie de retour sur investissement pouvons-nous lui offrir pour un dispositif qui n'a pas encore réellement fait ses preuves ? Ce problème d'ordre financier reste souvent un frein au développement de nouvelles solutions technologiques, qui paraissent souvent utopiques aux yeux des investisseurs. Enfin, la solution du convertisseur en composants discrets garde un avantage crucial sur la solution toute intégrée : la modularité. Chaque élément constitutif est dimensionné, choisi et réalisé successivement, alors qu'une solution toute intégrée nécessite de connaître *a priori* l'ensemble du convertisseur et donc son cahier des charges. Le convertisseur intégré ne sera donc une solution que dans le cas d'applications spécifiques et bien déterminées, et son développement passera sans doute par

la réalisation de briques élémentaires de complexité croissante. En cela, la structure LCT constitue une perspective intéressante.





**CPPGZGU**



# ANNEXE 1





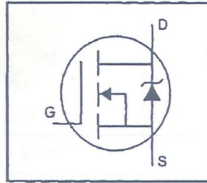
**International Rectifier**

PD-9.651A

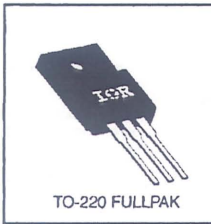
**IRFI740G**

HEXFET® Power MOSFET

- Isolated Package
- High Voltage Isolation= 2.5KVRMS ④
- Sink to Lead Creepage Dist.= 4.8mm
- Dynamic dv/dt Rating
- Low Thermal Resistance



$V_{DSS} = 400V$   
 $R_{DS(on)} = 0.55\Omega$   
 $I_D = 5.4A$



#### Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 Fullpak eliminates the need for additional insulating hardware in commercial-industrial applications. The moulding compound used provides a high isolation capability and a low thermal resistance between the tab and external heatsink. This isolation is equivalent to using a 100 micron mica barrier with standard TO-220 product. The Fullpak is mounted to a heatsink using a single clip or by a single screw fixing.

#### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D$ @ $T_C = 25^\circ C$	5.4	A
$I_D$ @ $T_C = 100^\circ C$	3.4	A
$I_{DM}$	22	A
$P_D$ @ $T_C = 25^\circ C$	40	W
	0.32	W/°C
$V_{GS}$	±20	V
$E_{AS}$	390	mJ
$I_{AR}$	5.4	A
$E_{AR}$	4.0	mJ
dv/dt	4.0	V/ns
$T_J$	-55 to +150	°C
$T_{STG}$		°C
	300 (1.6mm from case)	
	10 lbf-in (1.1 N·m)	

#### Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	3.1	°C/W
$R_{\theta JA}$	—	—	65	°C/W

**IRFI740G**



#### Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ C$ (unless otherwise specified)

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	400	—	—	V	$V_{GS}=0V, I_D=250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	—	0.49	—	V/°C	Reference to $25^\circ C, I_D=1mA$
$R_{DS(on)}$	—	—	0.55	$\Omega$	$V_{GS}=10V, I_D=3.2A$ ④
$V_{GS(th)}$	2.0	—	4.0	V	$V_{DS}=V_{GS}, I_D=250\mu A$
$g_{fs}$	3.6	—	—	S	$V_{DS}=50V, I_D=3.2A$ ④
$I_{DSS}$	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS}=400V, V_{GS}=0V$
	—	—	250	$\mu A$	$V_{DS}=320V, V_{GS}=0V, T_J=125^\circ C$
$I_{GSS}$	—	—	100	nA	$V_{GS}=20V$
	—	—	-100	nA	$V_{GS}=-20V$
$Q_g$	—	—	66	nC	$I_D=10A$
$Q_{gs}$	—	—	10	nC	$V_{DS}=320V$
$Q_{gd}$	—	—	33	nC	$V_{GS}=10V$ See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	—	14	—	ns	$V_{DD}=200V$
$t_r$	—	25	—	ns	$I_D=10A$
$t_{d(off)}$	—	54	—	ns	$R_G=9.1\Omega$
$t_f$	—	24	—	ns	$R_D=20\Omega$ See Figure 10 ④
$L_D$	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	—	7.5	—	nH	
$C_{iss}$	—	1200	—	pF	$V_{GS}=0V$
$C_{oss}$	—	230	—	pF	$V_{DS}=25V$
$C_{rss}$	—	48	—	pF	$f=1.0MHz$ See Figure 5
C	—	12	—	pF	$f=1.0MHz$

#### Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_S$	—	—	5.4	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	—	—	22	A	
$V_{SD}$	—	—	2.0	V	$T_J=25^\circ C, I_S=5.4A, V_{GS}=0V$ ③
$t_{rr}$	—	330	730	ns	$T_J=25^\circ C, I_S=10A$
$Q_{rr}$	—	2.8	6.6	$\mu C$	$di/dt=100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

#### Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

③  $I_{SD} \leq 10A, di/dt \leq 120A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 150^\circ C$

④  $t=60s, f=60Hz$

②  $V_{DD}=50V, \text{ starting } T_J=25^\circ C, L=23mH, R_G=25\Omega, I_{AS}=5.4A$  (See Figure 12)

④ Pulse width  $\leq 300 \mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

International  
**IOR** Rectifier

**MBR2045CT**  
**MBRB2045CT**  
**MBR2045CT-1**

SCHOTTKY RECTIFIER

20 Amp

Major Ratings and Characteristics

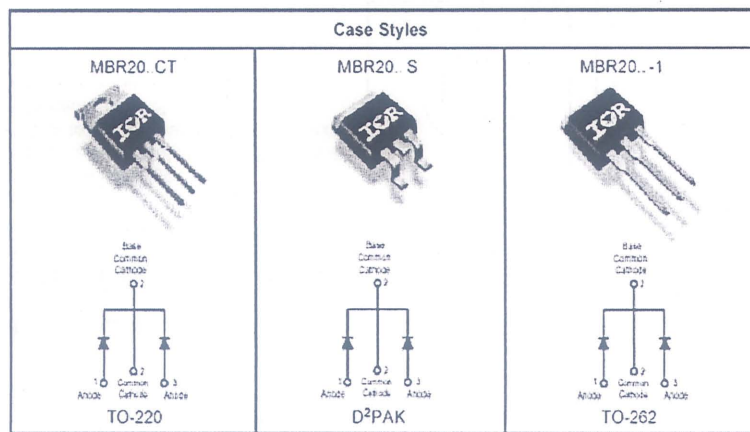
Characteristics	Values	Units
$I_{F(AV)}$ Rectangular waveform (Per Device)	20	A
$I_{FRM}$ @ $T_C = 135^\circ\text{C}$ (Per Leg)	20	A
$V_{RRM}$	35/45	V
$I_{FSM}$ @ $t_p = 5\mu\text{s}$ sine	1060	A
$V_F$ @ 10Apk, $T_J = 125^\circ\text{C}$	0.57	V
$T_J$ range	-65 to 150	$^\circ\text{C}$

Description/ Features

This center tap Schottky rectifier has been optimized for low reverse leakage at high temperature. The proprietary barrier technology allows for reliable operation up to  $150^\circ\text{C}$  junction temperature. Typical applications are in switching power supplies, converters, free-wheeling diodes, and reverse battery protection.

- $150^\circ\text{C}$   $T_J$  operation
- Center tap TO-220 and D<sup>2</sup>PAK packages
- Low forward voltage drop
- High purity, high temperature epoxy encapsulation for enhanced mechanical strength and moisture resistance
- High frequency operation
- Guard ring for enhanced ruggedness and long term reliability

Case Styles



MBR2045CT, MBRB2045CT, MBR2045CT-1

BULLETIN PD-2 320 rev. C 01/03

International  
**IOR** Rectifier

Voltage Ratings

Parameters	MBR2035CT MBRB2035CT MBR2035CT-1	MBR2045CT MBRB2045CT MBR2045CT-1
$V_R$ Max. DC Reverse Voltage (V)	35	45
$V_{RRM}$ Max. Working Peak Reverse Voltage (V)		

Absolute Maximum Ratings

Parameters	Values	Units	Conditions
$I_{F(AV)}$ Max. Average Forward Current (Per Leg)	10	A	@ $T_C = 135^\circ\text{C}$ , (Rated $V_R$ )
Current (Per Device)	20		
$I_{FRM}$ Peak Repetitive Forward Current (Per Leg)	20	A	Rated $V_R$ , square wave, 20kHz $T_C = 135^\circ\text{C}$
$I_{FSM}$ Non Repetitive Peak Surge Current	1060	A	5 $\mu\text{s}$ Sine or 3 $\mu\text{s}$ Rect pulse Following any rated load condition and with rated $V_{RRM}$ applied
	150		Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60Hz
$E_{AS}$ Non-Repetitive Avalanche Energy (Per Leg)	8	mJ	(Per Leg) $T_J = 25^\circ\text{C}$ , $I_{AS} = 2$ Amps, $L = 4$ mH
$I_{AR}$ Repetitive Avalanche Current (Per Leg)	2	A	Current decaying linearly to zero in 1 $\mu\text{sec}$ Frequency limited by $T_J$ , max $V_A = 1.5 \times V_R$ typical

Electrical Specifications

Parameters	Values	Units	Conditions
$V_{FM}$ Max. Forward Voltage Drop (1)	0.84	V	@ 20A, $T_J = 25^\circ\text{C}$
	0.57	V	@ 10A, $T_J = 125^\circ\text{C}$
	0.72	V	@ 20A, $T_J = 125^\circ\text{C}$
$I_{RM}$ Max. Instantaneous Reverse Current (1)	0.1	mA	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	15	mA	$T_J = 125^\circ\text{C}$
$V_{F(10)}$ Threshold Voltage	0.354	V	$T_J = T_{Jmax}$
$r_f$ Forward Slope Resistance	17.6	m $\Omega$	
$C_T$ Max. Junction Capacitance	600	pF	$V_R = 5V_{DC}$ , (test signal range 100Khz to 1Mhz) $25^\circ\text{C}$
$L_S$ Typical Series Inductance	8.0	nH	Measured from top of terminal to mounting plane
$dv/dt$ Max. Voltage Rate of Change (Rated $V_R$ )	1000	V/ $\mu\text{s}$	

(1) Pulse Width < 300 $\mu\text{s}$ , Duty Cycle < 2%

Thermal-Mechanical Specifications

Parameters	Values	Units	Conditions
$T_J$ Max. Junction Temperature Range	-65 to 150	$^\circ\text{C}$	
$T_{MS}$ Max. Storage Temperature Range	-65 to 175	$^\circ\text{C}$	
$R_{thJC}$ Max. Thermal Resistance Junction to Case (Per Leg)	2.0	$^\circ\text{C/W}$	DC operation
$R_{thCS}$ Typical Thermal Resistance Case to Heatsink	0.50	$^\circ\text{C/W}$	Mounting surface, smooth and greased Only for TO-220
wl Approximate Weight	2(0.07)	g(oz.)	
T Mounting Torque	Min. 6(5) Max. 12(10)	Kg-cm (lbf-in)	Non-lubricated threads





## BYT03-400

## HIGH EFFICIENCY ULTRAFAST DIODE

## MAIN PRODUCT CHARACTERISTICS

$I_{F(AV)}$	3 A
$V_{RRM}$	400 V
$T_J(max)$	150°C
$V_F(max)$	1.4 V
$t_{rr}(max)$	25 ns



## FEATURES AND BENEFITS

- Very low conduction losses
- Negligible switching losses
- Low forward & reverse recovery times

## DESCRIPTION

The BYT03-400 which is using ST's 400V planar technology, is specially suited for switching mode base drive & transistor circuits.

The device, which is available in axial (DO-201AD) package, is also intended for use as a free wheeling diode in power supplies and other power switching applications.

## ABSOLUTE RATINGS (limiting values)

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{RRM}$	Repetitive peak reverse voltage	400	V
$I_{F(AV)}$	Average forward current	$T_I = 55^\circ\text{C}$ $\delta = 0.5$	3 A
$I_{FSM}$	Surge non repetitive forward current	$t_p = 10\text{ms}$ Sinusoidal	60 A
$T_{stg}$	Storage temperature range	-65 to +150	°C
$T_J$	Maximum operating junction temperature	150	°C

## BYT03-400

## THERMAL PARAMETERS

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{th(j-a)}$	Junction to ambient*	20	°C/W

\* On infinite heatsink with 10mm lead length.

## STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameters	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_R'$	Reverse leakage current	$T_J = 25^\circ\text{C}$			20	$\mu\text{A}$
		$T_J = 100^\circ\text{C}$		0.2	0.5	mA
$V_F''$	Forward voltage drop	$T_J = 25^\circ\text{C}$			1.5	V
		$T_J = 100^\circ\text{C}$		1.0	1.4	

Pulse test: \*  $t_p = 5\text{ms}$ ,  $\delta < 2\%$

\*\*  $t_p = 380\mu\text{s}$ ,  $\delta < 2\%$

To evaluate the maximum conduction losses use the following equation:

$$P = 1.1 \times I_{F(AV)} + 0.08 I_F^2 (R_{MS})$$

## DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{rr}$	Reverse recovery time	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 0.5\text{A}$ $I_R = 1\text{A}$ $I_{rr} = 0.25\text{A}$		16	25	ns
		$I_F = 1\text{A}$ $dI_F/dt = -15\text{A}/\mu\text{s}$ $V_R = 30\text{V}$			55	
$t_{fr}$	Forward recovery time	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 3\text{A}$ $dI_F/dt = 50\text{A}/\mu\text{s}$ $V_{FR} = 1.1 \times V_{Fmax}$		75		ns
$V_{FP}$	Forward recovery voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 3\text{A}$ $dI_F/dt = 50\text{A}/\mu\text{s}$		7.0		V





## **ANNEXE 2**



Planar E cores and accessories

E32/6/20

CORES

Effective core parameters of a set of E cores

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.323	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	5380	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	41.4	mm
$A_e$	effective area	130	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	130	mm <sup>2</sup>
m	mass of core half	≈ 13	g

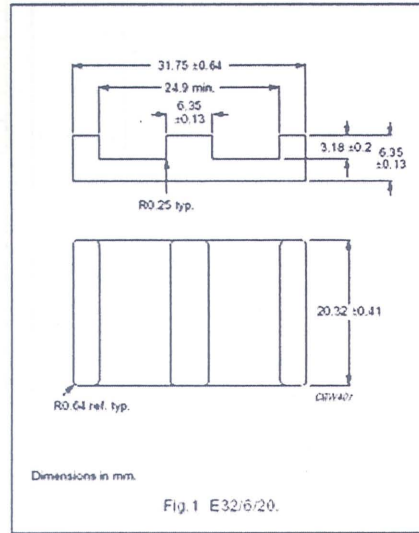


Fig. 1 E32/6/20.

Effective core parameters of an E/PLT combination

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.278	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	4560	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	35.1	mm
$A_e$	effective area	130	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	130	mm <sup>2</sup>
m	mass of plate	≈ 10	g

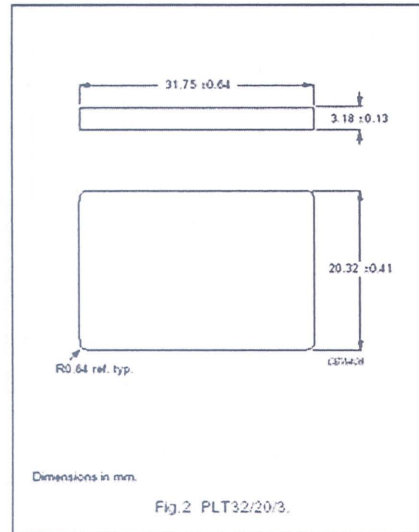


Fig. 2 PLT32/20/3.

Ordering information for plates

GRADE	TYPE NUMBER
3C90	PLT32/20/3-3C90
3C94	PLT32/20/3-3C94
3C96	PLT32/20/3-3C96
3F3	PLT32/20/3-3F3
3F4	PLT32/20/3-3F4

Planar E cores and accessories

E32/6/20

Core halves for use in combination with an E core

$A_L$  measured in combination with a non-gapped core half, clamping force for  $A_L$  measurements, 30 ± 10 N, unless stated otherwise.

GRADE	$A_L$ (nH)	$\mu_e$	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	160 ± 3% <sup>(1)</sup>	≈ 41	≈ 1200	E32/6-3C90-E160-E
	250 ± 3% <sup>(1)</sup>	≈ 64	≈ 700	E32/6-3C90-E250-E
	315 ± 3%	≈ 81	≈ 550	E32/6-3C90-A315-E
	400 ± 5%	≈ 103	≈ 450	E32/6-3C90-A400-E
	630 ± 8%	≈ 162	≈ 260	E32/6-3C90-A630-E
	6425 ± 25%	≈ 1650	≈ 0	E32/6/20-3C90
3C94	160 ± 3% <sup>(1)</sup>	≈ 41	≈ 1200	E32/6-3C94-E160-E
	250 ± 3% <sup>(1)</sup>	≈ 64	≈ 700	E32/6-3C94-E250-E
	315 ± 3%	≈ 81	≈ 550	E32/6-3C94-A315-E
	400 ± 5%	≈ 103	≈ 450	E32/6-3C94-A400-E
	630 ± 8%	≈ 162	≈ 260	E32/6-3C94-A630-E
	6425 ± 25%	≈ 1650	≈ 0	E32/6/20-3C94
3C96	6425 ± 25%	≈ 1650	≈ 0	E32/6/20-3C96
3F3	160 ± 3% <sup>(1)</sup>	≈ 41	≈ 1200	E32/6-3F3-E160-E
	250 ± 3% <sup>(1)</sup>	≈ 64	≈ 700	E32/6-3F3-E250-E
	315 ± 3%	≈ 81	≈ 550	E32/6-3F3-A315-E
	400 ± 5%	≈ 103	≈ 450	E32/6-3F3-A400-E
	630 ± 8%	≈ 162	≈ 260	E32/6-3F3-A630-E
	5900 ± 25%	≈ 1520	≈ 0	E32/6/20-3F3
3F4	160 ± 3% <sup>(1)</sup>	≈ 41	≈ 1200	E32/6-3F4-E160-E
	250 ± 3% <sup>(1)</sup>	≈ 64	≈ 700	E32/6-3F4-E250-E
	315 ± 3%	≈ 81	≈ 550	E32/6-3F4-A315-E
	400 ± 5%	≈ 103	≈ 450	E32/6-3F4-A400-E
	630 ± 8%	≈ 162	≈ 260	E32/6-3F4-A630-E
	3200 ± 25%	≈ 820	≈ 0	E32/6/20-3F4

Note

1. Measured in combination with an equal gapped E core half, clamping force for  $A_L$  measurements, 30 ± 10 N.



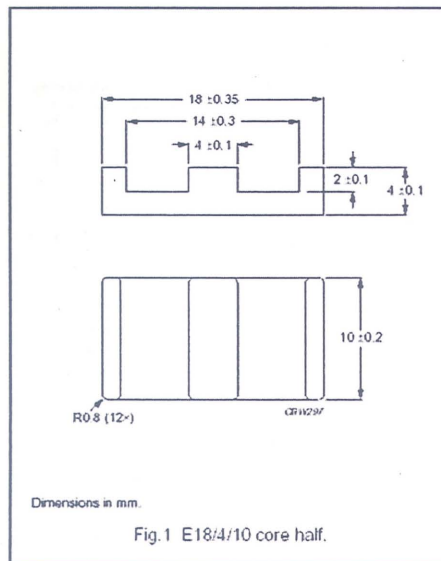
## Planar E cores and accessories

E18/4/10

## CORES

## Effective core parameters of a set of E cores

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.616	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	960	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	24.3	mm
$A_e$	effective area	39.3	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	39.3	mm <sup>2</sup>
$m$	mass of core half	≈ 2.4	g

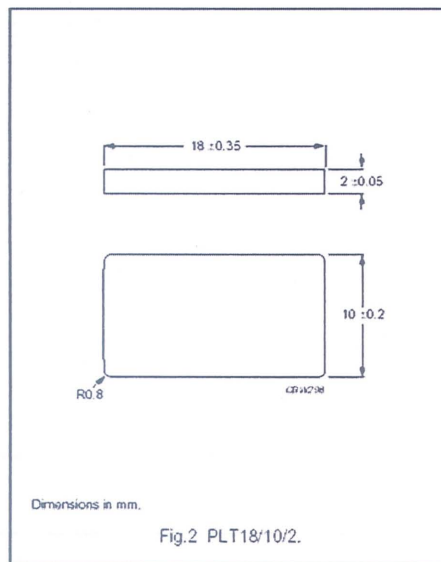


## Effective core parameters of an E/PLT combination

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.514	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	800	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	20.3	mm
$A_e$	effective area	39.5	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	39.5	mm <sup>2</sup>
$m$	mass of plate	≈ 1.7	g

## Ordering information for plates

GRADE	TYPE NUMBER
3C90	PLT18/10/2-3C90
3C94	PLT18/10/2-3C94
3C96	PLT18/10/2-3C96
3F3	PLT18/10/2-3F3
3F35	PLT18/10/2-3F35
3F4	PLT18/10/2-3F4
3E6	PLT18/10/2-3E6



## Planar E cores and accessories

E18/4/10

## Core halves for use in combination with a non-gapped E core

$A_L$  measured in combination with a non-gapped core half, clamping force for  $A_L$  measurements, 20 ± 10 N, using a PCB coil containing 4 layers of 8 tracks each, total height 1.6 mm.

GRADE	$A_L$ (nH)	$\mu_e$	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	100 ± 3%	≈ 49	≈ 800	E18/4-3C90-A100-E
	160 ± 3%	≈ 78	≈ 420	E18/4-3C90-A160-E
	250 ± 5%	≈ 123	≈ 220	E18/4-3C90-A250-E
	315 ± 8%	≈ 154	≈ 170	E18/4-3C90-A315-E
	3200 ± 25%	≈ 1560	≈ 0	E18/4/10-3C90
3C94	100 ± 3%	≈ 49	≈ 800	E18/4-3C94-A100-E
	160 ± 3%	≈ 78	≈ 420	E18/4-3C94-A160-E
	250 ± 5%	≈ 123	≈ 220	E18/4-3C94-A250-E
	315 ± 8%	≈ 154	≈ 170	E18/4-3C94-A315-E
	3200 ± 25%	≈ 1560	≈ 0	E18/4/10-3C94
3C96	2900 ± 25%	≈ 1410	≈ 0	E18/4/10-3C96
3F3	100 ± 3%	≈ 49	≈ 800	E18/4-3F3-A100-E
	160 ± 3%	≈ 78	≈ 420	E18/4-3F3-A160-E
	250 ± 5%	≈ 123	≈ 220	E18/4-3F3-A250-E
	315 ± 8%	≈ 154	≈ 170	E18/4-3F3-A315-E
	2700 ± 25%	≈ 1320	≈ 0	E18/4/10-3F3
3F35	2200 ± 25%	≈ 1070	≈ 0	E18/4/10-3F35
3F4	100 ± 3%	≈ 49	≈ 800	E18/4-3F4-A100-E
	160 ± 3%	≈ 78	≈ 420	E18/4-3F4-A160-E
	250 ± 5%	≈ 123	≈ 220	E18/4-3F4-A250-E
	315 ± 8%	≈ 154	≈ 170	E18/4-3F4-A315-E
	1550 ± 25%	≈ 760	≈ 0	E18/4/10-3F4
3E6	13500 ± 40/-30%	≈ 6600	≈ 0	E18/4/10-3E6

Material specification

3F3

3F3 SPECIFICATIONS

A medium frequency power material for use in power and general purpose transformers at frequencies of 0.2 - 0.5 MHz.

SYMBOL	CONDITIONS	VALUE	UNIT
$\mu_i$	25 °C; $\leq 10$ kHz; 0.1 mT	2000 $\pm 20\%$	
$\mu_a$	100 °C; 25 kHz; 200 mT	$\approx 4000$	
B	25 °C; 10 kHz; 250 A/m	$\geq 400$	mT
	100 °C; 10 kHz; 250 A/m	$\geq 330$	
P <sub>V</sub>	100 °C; 100 kHz; 100 mT	$\leq 80$	kW/m <sup>3</sup>
	100 °C; 400 kHz; 50 mT	$\leq 150$	
$\rho$	DC; 25 °C	$\approx 2$	$\Omega\text{m}$
T <sub>C</sub>		$\geq 200$	°C
density		$\approx 4750$	kg/m <sup>3</sup>

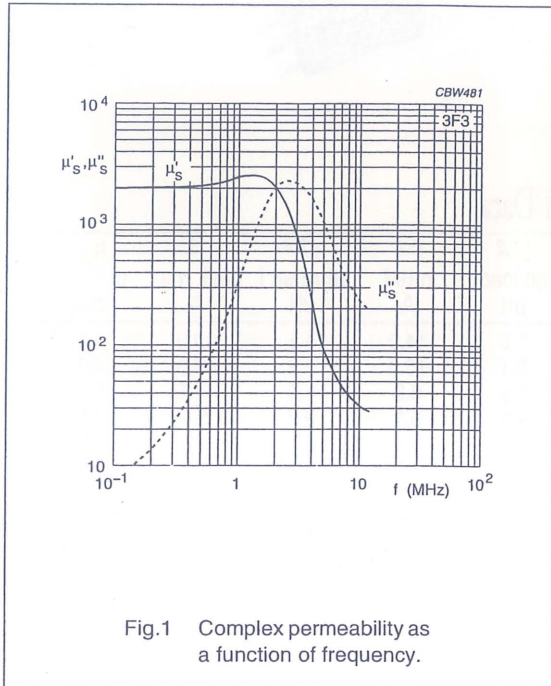


Fig.1 Complex permeability as a function of frequency.

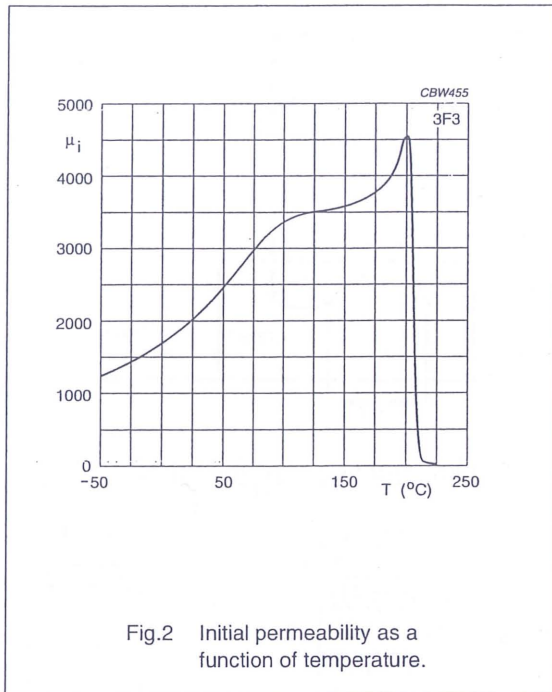


Fig.2 Initial permeability as a function of temperature.

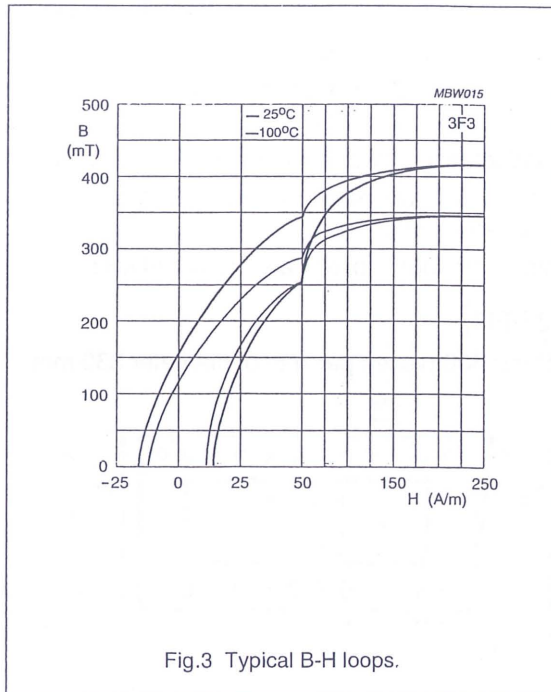
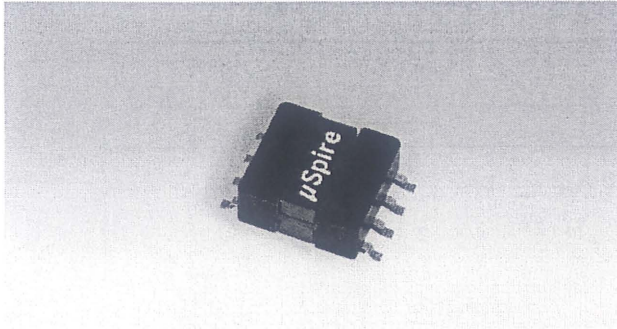


Fig.3 Typical B-H loops.



# SMD Power Inductors - SESI 15 R



- Energy storage, smoothing, filtering
- Low profile and light
- Highly efficient
- Materials meet UL 94-V0 rating
- Suited for IR and vapor reflow soldering
- Frequency range up to 1 MHz
- Operating temperature range: -55 to +125°C
- Weight: 5 grams

## Electrical Data

Part Number	L <sub>1,2</sub> no load µH	β <sub>3,6</sub> rated A	L <sub>2,4</sub> at rated I µH	β <sub>5</sub> peak max A	R <sub>dc</sub> at 25°C mΩ
1K5 2WR	1.6	14.0	1.1	19.0	4.0
1K8 1WR	2.1	10.0	1.2	14.0	4.0
2K7 1WR	2.9	8.2	1.9	11.5	5.5
4K9 1WR	4.9	6.1	3.3	8.5	8.8
6K4 1WR	6.4	5.4	4.1	7.5	10
8K0 1WR	7.9	4.8	5.1	6.5	10
12K 1WR	11.7	4.0	8.1	5.5	19
16K 1WR	16.0	3.4	10	4.5	22
18K 1WR	18.5	3.1	12	4.2	24
21K 1WR	21	2.9	17	4.0	30
27K 1WR	27	2.6	17	3.5	36
29K 2WR	29	2.6	24	3.5	60

Part Number	L <sub>1,2</sub> no load µH	β <sub>3,6</sub> rated A	L <sub>2,4</sub> at rated I µH	β <sub>5</sub> peak max A	R <sub>dc</sub> at 25°C mΩ
33K 1WR	33	2.3	22	3.2	49
48K 1WR	48	1.9	31	2.7	60
56K 1WR	57	1.8	37	2.5	68
71K 1WR	71	1.6	50	2.2	92
82K 1WR	82	1.5	70	2.1	98
M10 1WR	99	1.3	65	1.9	135
M12 1WR	123	1.2	81	1.7	155
M15 1WR	152	1.0	98	1.5	200
M22 1WR	225	0.9	145	1.3	310
M33 1WR	332	0.70	268	1.0	550
1M0 1WR	1000	0.4	800	0.6	1850

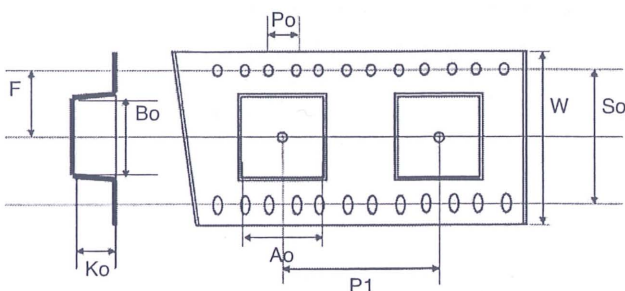
To order, please specify: SESI 15 xxx xW

## Notes

1. Tolerance  $\pm 10\%$  for  $L > 20 \mu\text{H}$ ,  $\pm 20\%$  for  $L \leq 20 \mu\text{H}$
2. Inductance at 0.5V, 100kHz
3. Irated (permanent DC) without heatsink ;  
with heatsink  $I = I_{\text{rated}} \times 1.4$
4. Typical inductance value at recommended full load
5. I<sub>peak max</sub> = maximum peak value of current at +125°C; L value not guaranteed
6. 40% admissible ripple over Irated at  $f=200 \text{ kHz}$

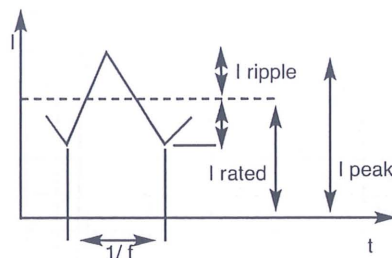
## Packaging (mm)

Tape and Reel: 400 pieces per reel of diameter 330 mm

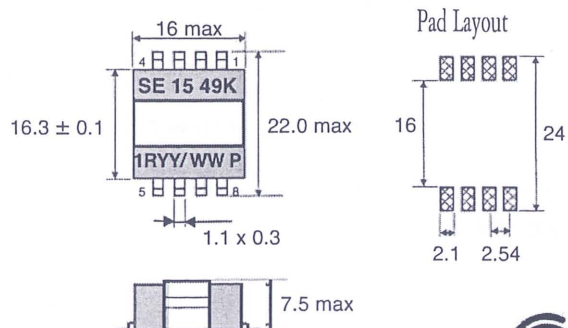


Ao: 16.4	F: 20.2	W: 44.0
Bo: 22.8	P1: 20.0	So: 28.4
Ko: 7.5	Po: 4.0	

## Connections



## Dimensions (mm) Typical values



## **ANNEXE 3**





## Calcul de la capacité pour le prototype Planar

3 spires par couche

7 couches

$$\text{largeur\_bande} := 1.5 \cdot 10^{-3} \quad \text{ecartement} := 0.5 \cdot 10^{-3} \quad \text{claquage} := 1 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{largeur\_bande2} := 3.5 \cdot 10^{-3} \quad \text{ajustement} := 4 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{pastille} := 1.8 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{largeur\_noyau} := 6.35 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{longueur\_noyau} := 20.3 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{largeur\_spire} := 3 \cdot \text{largeur\_bande} + 2 \cdot \text{ecartement} + \text{claquage}$$

$$\text{largeur\_spire} = 6.5 \times 10^{-3}$$

$$l1 := 2 \cdot \text{largeur\_noyau} + 3 \cdot \text{claquage} + 1.5 \cdot \text{largeur\_bande}$$

$$l1 = 0.018$$

$$L1 := 2 \cdot \text{longueur\_noyau} + 4 \cdot \text{ajustement} + 3 \cdot \text{largeur\_bande2} + 2 \cdot \text{pastille} + \text{ecartement}$$

$$L1 = 0.071$$

$$l2 := l1 + 3 \cdot (\text{largeur\_bande} + \text{ecartement}) + \text{claquage} + \frac{\text{largeur\_bande}}{2}$$

$$l2 = 0.026$$

$$L2 := L1 + 4 \cdot (\text{largeur\_bande2} + \text{ecartement})$$

$$L2 = 0.087$$

$$l3 := l2 + 4 \cdot (\text{largeur\_bande} + \text{ecartement})$$

$$l3 = 0.034$$

$$L3 := L2 + 4 \cdot (\text{largeur\_bande2} + \text{ecartement})$$

$$L3 = 0.103$$

$$l4 := 2.5 \cdot \text{largeur\_bande} + 2 \cdot \text{ecartement} + \text{claquage}$$

$$l4 = 5.75 \times 10^{-3}$$

$$\text{ptit\_cote} := l1 + l2 + l3 + l4$$

$$\text{ptit\_cote} = 0.083$$

$$\text{grd\_cote} := L1 + L2 + L3$$

$$\text{grd\_cote} = 0.262$$

$$\text{surface} := \text{ptit\_cote} \cdot \text{largeur\_bande2} + \text{grd\_cote} \cdot \text{largeur\_bande}$$

$$\text{surface} = 6.833 \times 10^{-4}$$

$$\text{epaisseur\_K} := 50 \cdot 10^{-6}$$

$$\text{stratification} := 140 \cdot 10^{-6}$$

$$\text{nb\_couche} := 7$$

$$C := 3.3 \cdot (\text{nb\_couche}) \cdot \frac{\text{surface}}{\text{epaisseur\_K} \cdot 36 \cdot \pi \cdot 10^9} + 4.5 \cdot (\text{nb\_couche} - 1) \cdot \frac{\text{surface}}{\text{stratification} \cdot 36 \cdot \pi \cdot 10^9}$$

$$C = 3.956 \times 10^{-9}$$

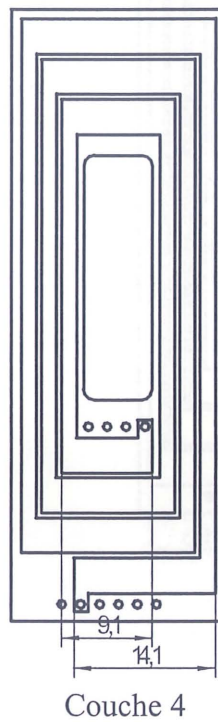
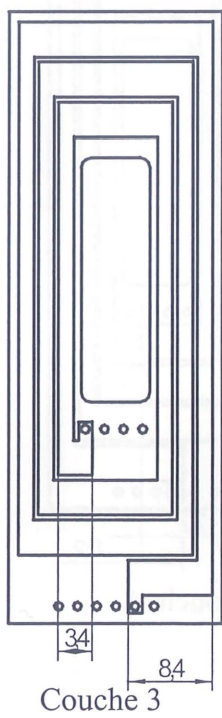
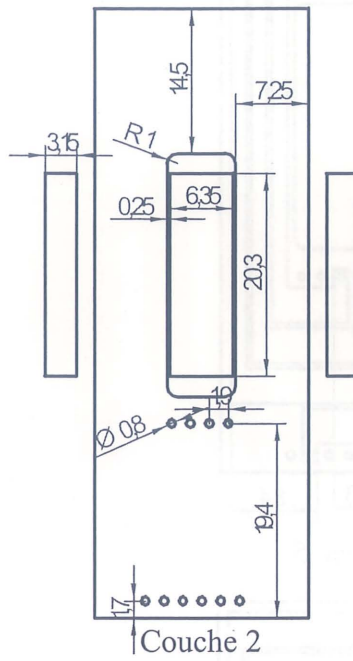
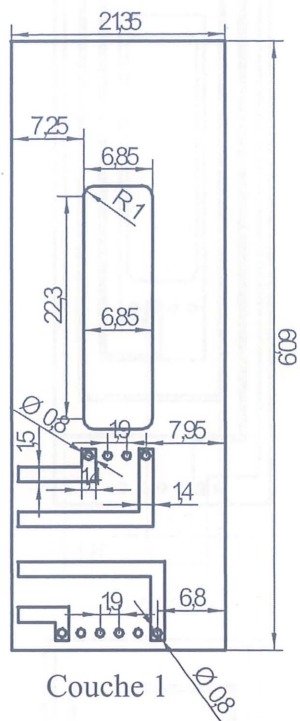


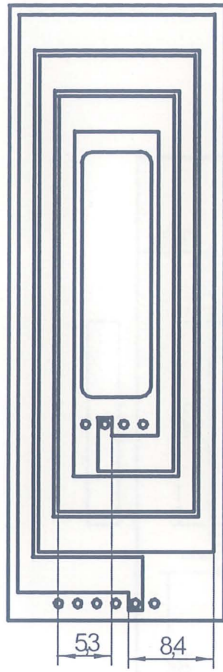
## **ANNEXE 4**



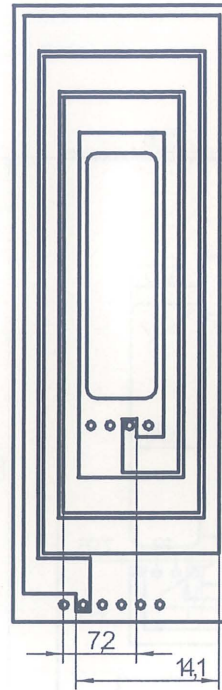


1<sup>er</sup> bloc :

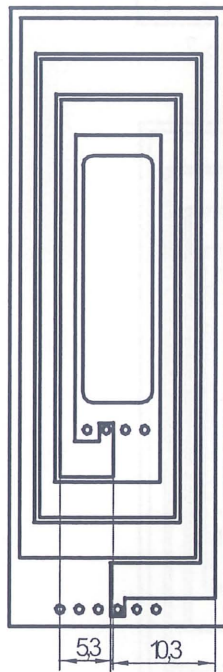




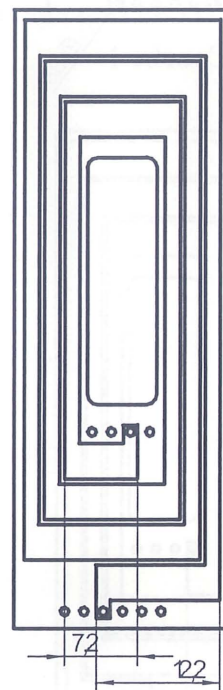
Couche 5



Couche 6

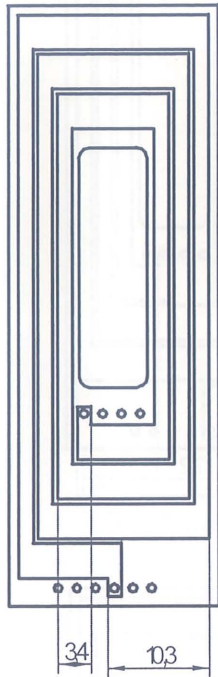


Couche 7

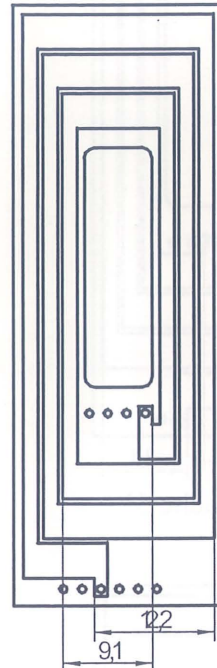


Couche 8

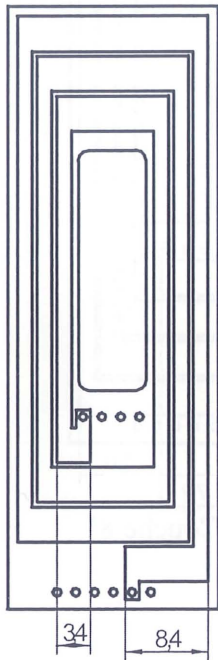
2<sup>ème</sup> bloc :



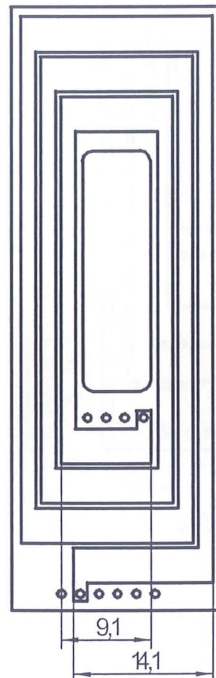
Couche 1'



Couche 2'

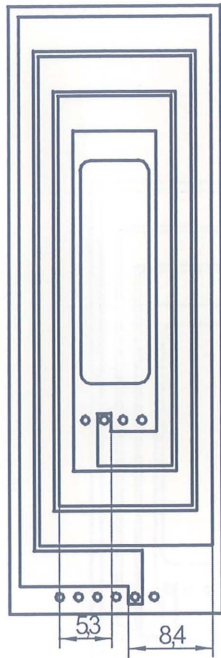


Couche 3'

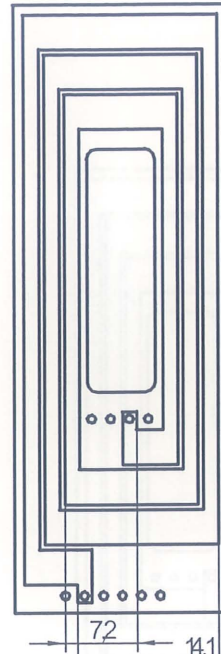


Couche 4'

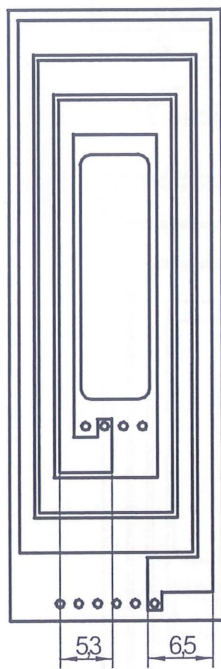




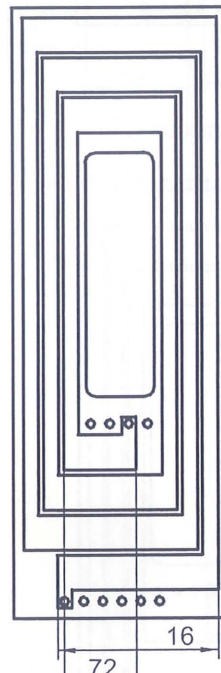
Couche 5'



Couche 6'



Couche 7'



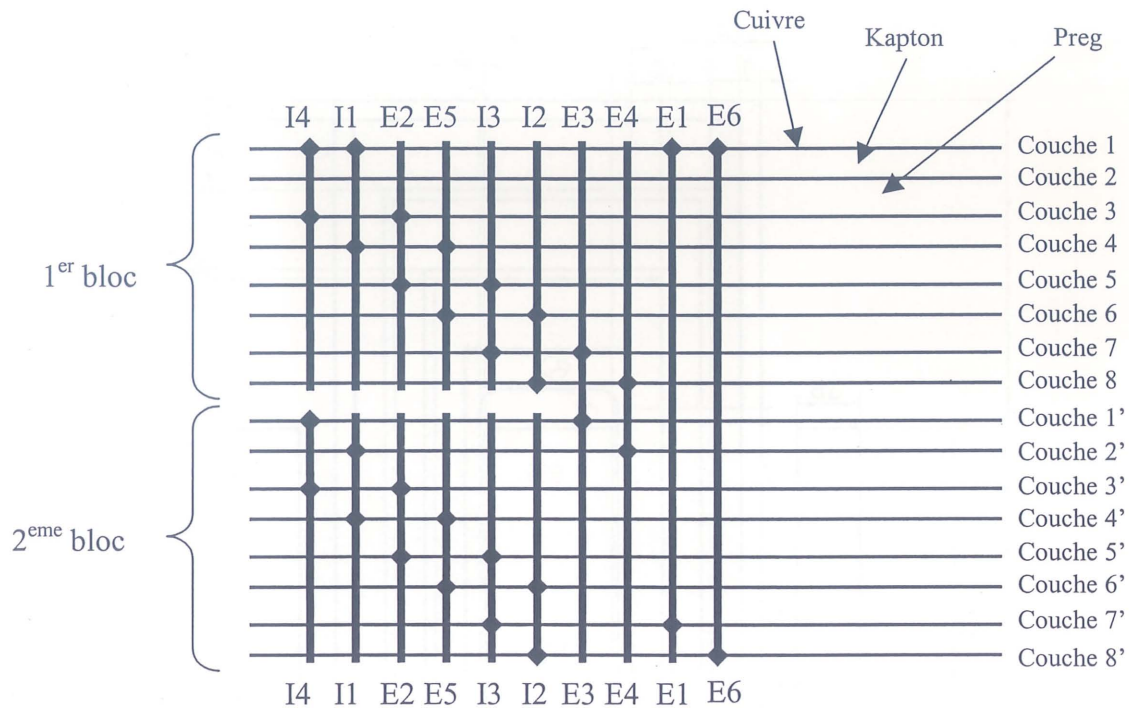
Couche 8'



Le trou central doit accueillir un noyau de 6,35 mm par 20,3mm

les vias I1 I2 I3 I4 E5 E2 traversent qu'un bloc

les vias E1 E3 E4 E6 traversent les deux blocs



I : via à l'intérieur de la spire

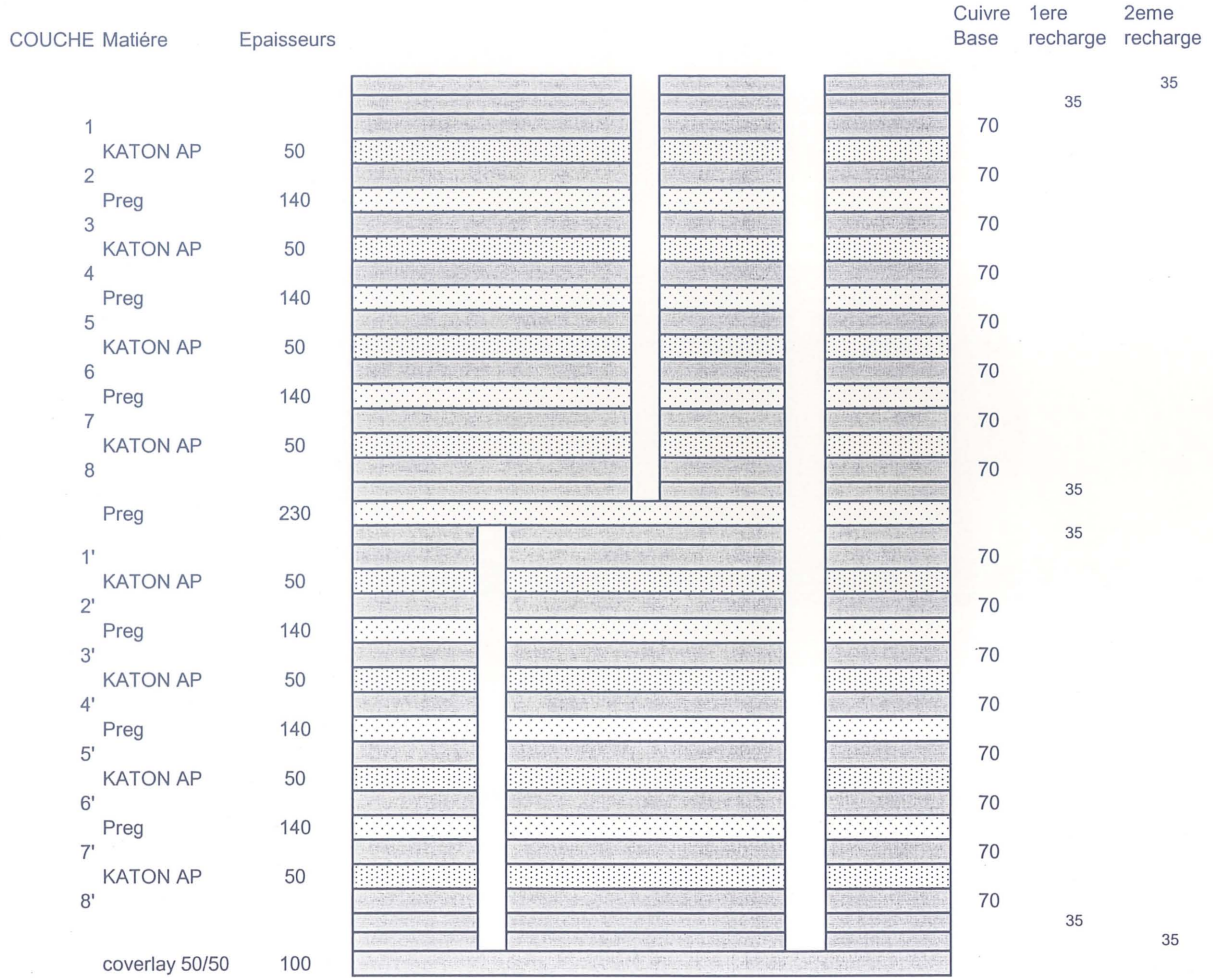
E : via à l'extérieur de la spire

Epaisseur de cuivre : 70 $\mu$ m

Epaisseur de Kapton : 50 $\mu$ m

Epaisseur de Preg : 140 $\mu$ m

◆ Présence d'une piste à l'endroit du via ( sur la couche correspondante)



0,8 Perçage = 0,8   
 1,43 Pastille = 1,43   
 0,8 Perçage = 0,8   
 1,43 Pastille = 1,43   
 0,8 Perçage = 0,8   
 1,43 Pastille = 1,43

TOTAL Dielec. 1470

TOTAL Cu 1120 140 70 1330

Epaisseur totale théorique 2800 + ou -10%





**TGHGTGPEGUDKNIQI TCRJ IS WGU**



- [1] J.M. Boggetto, G. Verneau, Y. Avenas, P. Goubier, "Vers un convertisseur intégré" 2003 La Revue 3E.I, N°32, pp 29-39.
- [2] O. Guillemet , R. Berriane , J. Jalade , J.L. Sanchez , J.P. Laur "Monolithic integration of MOS gated optically triggered thyristor and over-temperature protection circuit" 1997 EPE, pp.3.049-3.053
- [3] J.M. Boggetto, Y. Lembeye, J.P. Ferrieux, "Micro Fabricated Power Inductors On Silicon" 2002 IEEE PESC
- [4] J.M. Boggetto, Y. Lembeye, J.P. Ferrieux, "Etude et Réalisation d'Eléments Inductifs sur Silicium dans la Perspective d'Intégration de Micro-Convertisseurs" 2002 EPF
- [5] K. Laouamri, "Contribution à l'intégration des composants passifs d'une alimentation à découpage" Thèse INPG 2001.
- [6] K. Laouamri, J.C. Crebier, J.P. Ferrieux, T. Chevalier, "Construction and modeling of integrated LCT structure for PFC resonant converter" 2001 IEEE PESC, vol.4 pp 1949-1954.
- [7] K. Laouamri, J.P. Ferrieux, J.C. Crebier, "Single stage resonant PFC rectifier based on LCT integrated device" 2001 EPE
- [8] K. Laouamri, J.P. Ferrieux, S. Catellani, J. Barbaroux, "Modeling and analysis of wound integrated LCT for single stage resonant PFC rectifier" 2003 IEEE Transaction on Power Electronics, pp 256-269.
- [9] O.H. Stielau, J.D. Van Wyk, M. Eshani, I.J. Pitel, "Integrated Reactive Components in Power Electronic Circuits" 1990 IEEE PESC, vol.2 pp 831-838.
- [10] M.C. Smit, J.A. Ferreira, J.D. Van Wyk, "Application of transmission line principles to high frequency power converters" 1992 IEEE PESC, pp 1423-1430.



- [11] P.A. Janse-Van-Rensburg, J.D. Van Wyk, J.A. Ferreira, "Design and construction of a generic multi-kVA planar integrated LCT for a family of series resonant converters" 1996 IAS, vol.3 pp 1361-1369.
- [12] I.W. Hofsjager, J.A. Ferreira, J.D. Van Wyk, "Optimised planar integrated L-C-T components" 1997 IEEE PESC, vol.2 pp 1157-1163.
- [13] F. Wilmot, E. Labouré, F. Costa, S. Faucher, C. Joubert, F. Forest "Intégration des composants passifs pour l'électronique de puissance" 2000 EPF, Lille, p. 3-8
- [14] M.B. Gerber, I.W. Hofsjager, "An Evaluation of suitability of electromagnetic integration in single switch single stage unity power factor correction converter" 1999 IEEE Africon Conference in Africa, Piscataway, vol.2, pp 605-615.
- [15] L. Zhao, J.T. Strydom, J.D. Van Wyk, "An alternative Planar Multi-cell Structure for Integrated Reactive Components" 2001 IEEE IAS, vol.4, pp 2217-2223.
- [16] M. Ehsani, P. Le Polles, M.S. Arefeen, I. J. Pitel, J.D. Van Wyk, " Computer-Aided Design and Application of Integrated LC Filters", 1996 IEEE Transactions on Power Electronics, vol 11 n°1, p182-190.
- [17] I.W. Hofsjager, J.D. Van Wyk, J.A. Ferreira, " Fonctionnal Component Integration in a Multi-Kilowatt resonant", 1993 IEEE Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, London , vol 2, pp. 125-130.
- [18] J.P. Ferrieux, F. Forest "Alimentation à découpage. Convertisseurs à résonance, Principe-composants-modélisation" 3<sup>ème</sup> édition. DUNOD, Paris, 1999.
- [19] J.T. Strydom, J.D. Van Wyk, J.A. Ferreira, "Some Limits of Integrated LCT Modules for Resonant Converter at MHz", 1999 IEEE Industry Applications Conference (Phoenix, Oct. 1999), S.I., 1999, p. 1411-1417.
- [20] J.T. Strydom, J.D. Van Wyk, "Improved Loss Determination for Planar Integrated Power Passive Modules" 2002 IEEE APEC, vol.1, pp 332-340

- [21] I.W. Hofsjager, J.A. Ferreira, J.D. Van Wyk, "Design and Analysis of Planar Integrated L-C-T Components for Converter" 2000 IEEE Transaction On Power Electronics, pp1221-1227.
- [22] Philips, 2000 Data Handbook, Soft Ferrites and accessories.
- [23] ,Dupont Electronic Materials. Pyralux<sup>®</sup> Flexible Composites.
- [24] B. Cogitor "Recherche de circuits equivalents pour les composants magnétiques haute fréquence" Thèse INPG, 1994.
- [25] A. Schellmanns, K. Berrouche, J.-P. Keradec, "Multiwinding transformers : a successive refinement method to characterize a general equivalent circuit"1998 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.47 pp. 1316-1321.
- [26] 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", 2000 IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 36, pp. 3778 – 3784.
- [27] A. Schellmanns, "Circuits equivalents pour transformateurs multi-enroulements: Application à la CEM conduite d'un convertisseur" Thèse INPG, 1999.
- [28] Hewlett Packard 4194A impedance/gain-phase analyser operation, section 1, general information, pp4-37.
- [29] M.C. Smit, J.A. Ferreira, J.D. Van Wyk, "A Planar Integrated Resonant LCT Circuit Using Ceramic Dielectrique And Magnétique Material" 1994 IEEE, Industry Applications Conference vol 2, pp1233-1249
- [30] L. Zhao, J.T. Strydom, J.D. Van Wyk, "Design Considération for an Integrated LC Resonant Module" 2000 CPES Power Electronics Seminar pp355-359.
- [31] P. Goubier, Y. Lembeye, J.P. Ferrieux, "Conception de composant LCT integer" EPF 2002

[32] Manuel de l'utilisateur. Mathsoft, Inc, Première impression, décembre 1999, Cambridge, MA 02142, USA.

[33] P. Goubier, Y. Lembeye, J.P. Ferrieux, "Design and characterization of an integrated planar L-C-T component" 2003 EPE

[34] Orcad PSpice A/D User's Guide, 30 novembre 1998.

[35] L. Jourdan "Stratégie de pré-dimensionnement de convertisseurs statiques: Application à une alimentation 42V-24V réversible pour l'automobile." Thèse INPG, 2002.

