HAL
open science

ÉTUDE ET CONCEPTION D'UNE NOUVELLE ALIMENTATION À DÉCOUPAGE À TRANSFERT D'ÉNERGIE MIXTE BASÉE SUR UN COMPOSANT PASSIF LCT INTÉGRÉ

Benjamin Vallet

To cite this version:

Benjamin Vallet. ÉTUDE ET CONCEPTION D'UNE NOUVELLE ALIMENTATION À DÉCOUPAGE À TRANSFERT D'ÉNERGIE MIXTE BASÉE SUR UN COMPOSANT PASSIF LCT INTÉGRÉ. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2007. Français. NNT : . tel-00273940v2

HAL Id: tel-00273940

https://theses.hal.science/tel-00273940v2

Submitted on 21 Apr 2008

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
/__/__/__/__/__/__/__/__/__/__/

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ JOSPEPH FOURIER

Spécialité : « Génie Électrique »

Préparée au **Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble**
UMR 5269
Dans le cadre de l'Ecole Doctorale « **E**lectronique, **E**lectrotechnique, **A**utomatique, **T**élécommunication, **S**ignal »

Benjamin VALLET

Étude et conception d'une nouvelle alimentation à découpage à transfert d'énergie mixte basée sur un composant passif LCT intégré

Directeur de thèse : Jean-Paul FERRIEUX
Co-encadrant : Yves LEMBEYE

JURY

MME. CORINNE ALONSO	Rapporteur
M. GÉRARD ROJAT	Rapporteur
M. RICHARD LEBOURGEOIS	Examinateur
M. JEAN-PIERRE KERADEC	Examinateur
M. JEAN-PAUL FERRIEUX	Directeur de thèse
M. YVES LEMBEYE	Co-directeur de thèse

Remerciements

Remerciements

Le Préambule

Voici venu le temps des remerciements… quatre mois sont déjà passés depuis la soutenance, que le temps passe vite… Mais c'est le temps qui m'a fallut pour réfléchir à ce dernier chapitre du mémoire, qui paradoxalement se trouve en tête du rapport (c'est également le temps qui m'a fallut pour trouver la motivation de finaliser le travail). Ne vous attendez pas à des éloges formels, personnellement je ne suis pas fan et j'ai voulu m'appliquer à rendre ces remerciements plus réflecteurs de la personne que je suis, une sorte de *" coming out "* sur ma personnalité pour les gens qui ne la connaîtraient pas encore.

Il est coutume qu'un mémoire démarre par des remerciements, ce qui me paraît bien normal puisque le travail d'une thèse (pour ce cas précis) englobe forcément plusieurs acteurs que cela soit sur un plan scientifique ou non avec différents types de relations allant du strict professionnel à la relation purement humaine. Quoi qu'il en soit toutes les personnes côtoyées durant ces trois années sont responsables du résultat du travail à plus ou moins grandes échelles, que cela soit des responsables, des collègues professionnels, des amis ou de la famille.

Certains diront que ces remerciements sont une formalité. Chacun son opinion, mais me concernant je n'ai pas la prétention d'avoir réussi ce travail sans l'aide de quiconque, donc sachez d'ors et déjà que *" la prose "* qui va suivre est purement sincère et vient du fond du cœur.

La Citation

Avant de m'attacher à remercier les différentes personnes que je considère liées à ces 3 années de travail, je me suis amusé à faire une petite parenthèse personnelle. Traditionnellement il est de bon augure de retrouver également une ou plusieurs citations de préférence littéraires. Quand vous en êtes à votre première rédaction de mémoire, vous vous basez sur les rapports que vous avez pus feuilleter en s'attachant à prendre exemple sur nos pairs finalement. Personnellement je me suis posé la question de l'intérêt d'une citation littéraire surtout pour un travail scientifique et technique… En fin de compte j'ai trouvé deux éventuelles réponses : soit le rédacteur en question a une bonne culture et veut le mettre en avant dans son travail, soit il le fait car justement c'est dans les mœurs de la rédaction de mémoire… En ce qui me concerne je ne me suis retrouvé dans aucun de ces deux cas vu que je suis loin d'être quelqu'un de cultivé et que je ne suis pas partisan de faire quelque chose simplement pour le fait que c'est de bon augure. Néanmoins j'ai voulu le faire à ma façon et si on regarde bien c'est un mélange des deux

convictions citées précédemment. Je mets en avant finalement une partie de moi-même à savoir ma culture (ou plutôt mon humour à défaut d'avoir de la culture) et du même coup je viens satisfaire les puristes puisque mon mémoire comprend une citation. Mais Messieurs les instruits puristes (envers lesquels j'ai le plus profond respect) ne vous attendez pas à trouver cette citation dans quelconque bouquin puisque celle-ci est inédite ! Alors après réflexion voici le résultat suivi de quelques explications (à ma façon) :

« Il était une fois l'histoire d'un petit L, d'un petit C et d'un petit T qui vivait dans le même monde appelé : Électronique de puissance…

Le petit L et le petit T étant de même nature décidèrent de se mettre en collocation

Le petit C de nature différente a néanmoins entrepris de s'abriter sous le même toit.

Cette originale collocation a été nommée LCT ! »

Auteur : moi !

Vous connaissez l'histoire des 3 petits cochons ? Et bien en réalité entre vous et moi le LCT s'est en quelque sorte pareil…. Le petit L, le petit C et le petit T sont plus robustes en étant ensemble sous le même toit ! Si on se souvient bien les trois petits cochons ils finissent en collocation dans la belle et solide maison de brique! Et en mettant cette histoire au goût du jour, on sait que si les gens s'entendent bien et sont sociables la collocation a de nombreux avantages. Parlons des dépenses de chacun qui sont mises en commun (par exemple les courses les factures électricité, téléphone Internet…) et bien pour le LCT c'est pareil, par métaphore (désolé " métaphore " c'est un mot peu un trop cultivé… pour ces remerciements…) les dépenses sont ses performances, la collocation vient améliorer celles-ci (vous voyez c'est simple à comprendre le LCT!).
Trêve de plaisanterie passons aux choses sérieuses !

Le Contenu

Ne cherchez pas d'ordre de préférence ou du degré du niveau de remerciement selon le déroulement chronologique de ces éloges, car il n'y en a pas. La philosophie de l'exercice est telle que tout soit mis au même niveau, et à chacun appartient de juger l'intensité des propos. Ceux qui me connaissent vont naturellement comprendre mes pensées retranscrites qui leurs sont directement adressées, et pour ceux qui me connaissent moins et bien vous allez apprendre à me connaître !

Financée par une Allocation de Recherche du Ministère de l'Éducation Nationale, de la

Recherche et de la Technologie (MENRT), cette thèse s'est déroulée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) qui à mi-chemin a changé d'intitulé par le biais d'une fusion avec d'autres entités de recherche grenobloises pour devenir le Laboratoire de **G**énie Electrique de **G**renoble (G2ELab : le 2 pour les deux **G**) ou pour nos amis et confrères anglo-saxons le Grenoble **E**lectrical **E**ngineering Laboratory (le 2 pour les deux **E**). Cette présentation du laboratoire m'amène à remercier les directeurs du moment pour m'avoir accueilli dans leur établissement, à commencer par Monsieur Yves BRUNET à la tête du LEG à mon arrivée, ainsi que l'équipe de direction du G2ELab actuelle Olivier LESAINT, Yves MARECHAL et James ROUDET qui au passage y est pour quelque chose si je me trouve ici aujourd'hui.

Je tiens en premier lieu à remercier les membres du jury à commencer par Mme Corinne ALONSO du LAAS à Toulouse et M Gérard ROJAT du laboratoire AMPERE à Lyon qui m'ont fait l'honneur d'accepter de rapporter mon travail. Dans des conditions de délais restreintes vous m'avez apporté d'excellentes remarques que cela soit dans votre rapport comme dans vos interventions constructives le jour de la soutenance, preuve de votre intérêt pour mes travaux. Je remercie également M Richard LEBOURGEOIS de THALES d'avoir accepté de prendre part à ce jury en tant qu'examinateur en venant assister à ma soutenance au cours de laquelle, de par ses remarques pertinentes, il a montré tout l'intérêt qu'il a pu porter à mon travail. Ça c'était les membres externes du jury, venons-en aux personnes internes au laboratoire G2ELab. M Jean Pierre KERADEC, spécialiste transfo, spécialiste magnétisme, spécialiste physique, spécialiste mesures… vous savez tous les trucs que pas beaucoup de gens apprécient parce que cela fait trop réfléchir et cela demande une faculté certaine pour pouvoir les manipuler ; et bien Jean Pierre, bien connu sous le nom de KéKé, c'est pour lui un réel plaisir et ce qui est déroutant c'est que cela paraît si simple pour lui… Mais Kéké ce n'est pas que de la science c'est aussi quelqu'un de bon vivant proche des doctorants souvent présent pour une pause café au cours desquelles il a toujours une anecdote à raconter. Bref en dehors de son effroyable facilité scientifique et du même coup de la terreur que j'ai pu avoir en imaginant qu'il me poserait des questions à la soutenance, je n'ai pas hésité une seconde quand on m'a proposé d'avoir Monsieur Kéké en examinateur et comme président du jury. Il y a des personnes comme ça que l'on ne peut qu'apprécier parce qu'elles sont simples naturelles et je pense qu'il n'y a rien d'autre à ajouter si ce n'est que je te remercie pour la personne que tu es et pour avoir bien évidemment accepté de faire partie de ce jury (et je te remercie également de ne pas avoir trop posé de questions…). En parlant de personne que l'on peut que apprécier j'en ai deux autres à ajouter au tableau (et pas des moindres) : M Yves LEMBEYE et M Jean Paul FERRIEUX mes encadrants. Là aussi il y aurait

un roman à écrire quant à leurs qualités respectives. Jean Paul est une personne qui force naturellement le respect de part ce qu'il dégage. C'est pour ce point précis que j'ai mis un peu de temps avant de pouvoir le tutoyer, au début je tournais toujours mes phrases de façon à ne pas avoir à dire vous. C'est en partie grâce à lui si j'ai accroché avec l'électronique de puissance car c'est lui qui me l'a enseigné à l'IUT il y a de cela presque dix ans maintenant. Sa façon de travailler, son sens de l'organisation et son souci de clarté (vous devriez voir ses brouillons, ils sont dignes d'être dans un manuscrit !) sont remarquables, c'est un exemple pour tous. J'ai eu l'occasion de le côtoyer comme professeur, encadrant de stage, encadrant de thèse, directeur adjoint du laboratoire ou encore chef de l'équipe électronique de puissance, et dans chacune de ses fonctions il dégage autant de maîtrise et de souci de bien faire, et il le fait très bien ! Je me répète un exemple à suivre pour tous de ce coté là. Un seul regret pour moi c'est de ne pas avoir pris le temps ou osé (je pense que nous sommes deux natures de réservés) le connaître d'avantage sur un plan hors labo, mais sans avoir testé sa discrétion et sa simplicité parlent d'elles-mêmes et je sais que humainement la personne est une nouvelle fois de plus remarquable. Au sujet d'Yves là aussi c'est une rencontre enrichissante. Il a toujours répondu présent même quand il n'était pas forcément disponible, et ce soutien permanent m'a permis de ne jamais baisser les bras et de finaliser le travail. Je dois ma thèse en grande partie à ses qualités d'encadrants au sens large du terme aussi bien professionnelles que humaines. Encore une fois cette simplicité a permis de bâtir une relation naturelle et je pense forte sans aucun complexe. Je tiens à dire que c'est une personne pour qui je reste admiratif et infiniment reconnaissante d'avoir compris je pense comment je fonctionnais et ce n'était pas une mince affaire… Pour tout ce que je viens de dire Yves et Jean Paul je vous suis extrêmement reconnaissant et je vous remercie pour votre encadrement, votre gentillesse votre calme et votre confiance.

Venons-en au clin d'œil que je souhaiterai faire, ils sont nombreux et j'aurais aimé les détailler, mais si je me lâche encore une fois je pense que personne ne lira ma thèse et elle finira au feu avant même la fin de la lecture des remerciements. On va tenter de faire plus bref mais je ne vous promets rien. D'une manière chronologique mes premières pensées se dirigent vers les premières personnes que j'ai côtoyées au quotidien et qui m'ont initiée à mes premiers pas de doctorant. Je fais référence notamment aux doctorants du moment de l'équipe EP. L'ambiance qui était installée dans cette bande d'EPTE m'a permis d'être de suite à l'aise parmi vous. Cette facilité d'intégration m'a rapidement permis de participer aux divers vins d'honneur (apéros, cacahuètes, olives, pringles…) organisés hebdomadairement voire par période quotidiennement chez les uns ou chez les autres (frères berthum et autres lieux festifs…). De cette époque je pense

particulièrement à Mariya, Nataliya, Adi, Corine, Alex (le colloc !), Kiki (j'avoue mon plus grand rival au squash…), Guybrush, Xav, Hervé, Gami, Kazouille, Franck, JPEG, POJ.
Je ne m'étendrais pas sur la période des soirées Mario kart Pizza bière (merci Xav !), ou simplement des soirées pizzas bières (merci Xav…encore), ou encore les soirées simplement bières … (merci Xav…encore et encore…). Mais même si vous apercevez souvent un certain monsieur mystérieux nommé X…. je tiens à signaler qu'il n'était jamais seul à participer activement à ces soirées culinaires. Et j'ai la preuve que notre répertoire était varié, on a eu des soirées autre que bière… comme soirée jaune… demandez à Luke Skywalker… et si vous ne le trouvez pas demandez à Alex (Metz) ou Xav (Lille).
Mais EPTE ce n'est pas que cela c'était aussi la viet connexion's avec Viet (la sérénité au foot), Binh (trop perso au foot ! Binh donne ta balle !), Ha (la force tranquille…), et les nouveaux Hung (champion du monde de foot Hung !) et Kien (le futur monsieur doctorant LCT pour les 3 prochaines années !). Il y a également mes collègues de promo Lora (Bulgare, ma partenaire de rock pendant 3 séances…) Aiman (Syrien), Max (Bulgare), Binh (Vietnamien), Erwan (Français comme moi !). Cette diversité culturelle me permet de souligner la merveilleuse chance que l'on a d'évoluer dans un laboratoire de recherche. C'est indéniablement une expérience très enrichissante sur laquelle je tenais à mettre l'accent. Puis les années passent et de nouvelles promos arrivent ce qui m'a donné l'occasion toujours dans cette équipe EP de faire connaissance avec d'autres gens et plus particulièrement comme Loïc, Jo et Nico (mon fidèle collègue de bureau, bises à Raphaëlle !), petits encouragements pour leurs fins de thèses! Puis il y a les petits nouveaux Abdel (le marocain franco-américain…) ou encore Olivier Deleage (sur les routes des performances d'un certain Nicolas Rouger… ils sont énervants ces agrégés !), Olivier Martins (condoléances PSG…), Behzad (nouveau collègue de bureau), Steph (Solution PV en force !), Corentin. Mais le laboratoire ce n'est pas que la salle EPTE, il y a également la salle INFO (équipes MAGE), les salles PRODIGE/PREDIS (équipe SYREL) ou encore la salle µsystème et sa plateforme. Tout cela pour vous dire que le laboratoire est très grand et que je regrette un peu finalement de ne pas m'être plus ouvert hors EPTE mais vu le nombre important de doctorants ceci n'est pas facile. Cela dit je peux souligner quelques connaissances extérieures à EPTE, à commencer par la Roumanie (le début d'une longue histoire…) avec Maria (à laquelle je dois beaucoup…KBKM pour la vie !) Dan et Bi (auxquels je dois un paisible voyage en Autriche en Tyrol pour se ressourcer juste avant d'attaquer la rédaction, merci), Les frères Bogdanov (c'est un jeu de mot) Bogdan (champion de foot syrel mais mauvais perdant, sans rancune !) Octavian. Il y a encore une touche Bulgare avec Vanya, Diana et Delcho. Et pour clore le tour des doctorants du labo, je finirais par une touche grecque avec Dimitrios (celui à qui je dois le vin de mon pot de

thèse et le mousseux !). Alors pour l'ensemble d'entre vous merci pour votre amitié qu'elle est été de prêt ou de loin.
Cela me fait mal mais par pure amitié pour Alex et Nico… ALLER l'OM !

Pour en terminer avec le laboratoire je finirai sans citer tous ceux qui rendent le travail et la vie agréables et aisés au laboratoire ; je veux bien entendu parler des techniciens, ingénieurs et administratifs. Merci à tous.

Le Finish

Je tiens à souligner particulièrement quelques rencontres du cœur, des personnes sur qui j'ai toujours pu compter et sur qui je pourrais toujours compter et réciproquement, à commencer par Alex qui m'a supporté en collocation durant 2 ans (bon d'accord la dernière année à moitié…) et au passage je fais un petit bisou à Adeline (ma troisième colloc par intérim !), il y a également mes bulgares préférées Ivan et Mariya (vous êtes tout les deux de grands sladurtchés). Merci à vous 4 pour tout. Dans le même registre je peux ajouter également Max et Céline, et leurs deux bouts de choux Lucas et Anthony, qui franchement sont d'une gentillesse infinie. Ceci me permet de faire un petit coucou au club de Foot de St Siméon de Bressieux que j'ai été contraint de lâchement abandonner dès mon début de thèse, mais le club est à jamais dans mon cœur.

Le meilleur pour la fin… la famille ! C'est mon jardin secret alors les éloges seront moins conséquents sur le papier. Que dire si ce n'est que ma famille est formidable… vous m'avez beaucoup surpris en étant nombreux à venir à ma soutenance alors que je n'en avais pas trop fait la pub par humilité je pense. C'était une très belle surprise et une grande satisfaction pour moi, j'ai été très touché. Sans me lancer dans une énumération de chacun je vous remercie vraiment tous présents ou non à la soutenance du fond de mon cœur… et je souligne au passage que nous avons la chance d'avoir une belle famille et c'est un atout pour les bons comme pour les mauvais moments.
Je voudrais faire simplement un petit clin d'œil, qui a son importance, à mon oncle Polo car il ne le sait pas mais c'est lui qui a entretenu ma motivation pour effectuer les derniers coups de clavier pour finir la rédaction.
Parlons peu mais parlons bien de la famille-famille, Maxou, Fuche, Ludo, ma petite princesse pitchounette Lola, draga mea Néné (MA princesse, doar langa tine mi-e mie bine !), Pap et Mam je vous Aime…

Table des matières

TABLE DES MATIÈRES

Introduction générale……..……..……17

Chapitre I : L'intégration des composants passifs appliquée à l'électronique de puissance 25

I.1. Etat de l'art 29

I.1.1. Introduction à l'état de l'art 29

I.1.2. L'intégration hybride 30

I.1.2.1. Empilement de fonctions 31

I.1.2.2. Regroupement de fonctions 33

I.1.3. L'intégration monolithique 37

I.1.3.1. Introduction à l'intégration sur silicium 37

I.1.3.2. Les techniques de dépôt 38

I.1.4. Les contraintes de l'intégration 39

I.1.4.1. Les matériaux 39

I.1.4.2. Maîtrise des échanges thermiques 43

I.1.4.3. Modélisation des dispositifs 45

I.2. Le LCT 45

I.2.1. Principe 45

I.2.2. Modélisation 47

I.2.3. Différents modes de connexions 48

I.2.3.1. Connexions adaptées à des circuits résonants 48

I.2.3.2. Connexions adaptées à d'autres types de circuits 49

I.2.4. Les prototypes réalisées 49

I.2.4.1. Vers le composant LCT 49

I.2.4.2. Le composant LCT planar 50

Chapitre II : La structure MET 53

II.1. Tour d'horizon des différentes structures susceptibles d'être adaptées au LCT57

II.1.1. Les structures dites « classiques » 57

II.1.1.1. Commutation dure 57

II.1.1.2. Commutation douce 58

II.1.2. Vers de nouvelles structures 60

II.2. Présentation de la structure MET 60

II.2.1. Introduction de la structure MET 60

II.2.1.1. Le contexte d'étude 60

II.2.1.2. Le cahier des charges ... 61
II.2.1.3. Le LCT dans la structure MET ... 62
II.2.2. Description du fonctionnement ... 63
II.2.2.1. Description de la phase 1 ... 63
II.2.2.2. Description de la phase 2 ... 64
II.3. Dimensionnement de la structure MET ... 65
II.3.1. Modélisation du transformateur à 3 enroulements ... 65
II.3.2. Choix d'un agencement ... 67
II.3.2.1. Les agencements envisagés ... 68
II.3.2.2. Mise en équation de l'agencement retenu ... 69
II.3.3. Identification des paramètres du transformateur ... 70
II.3.4. Formes d'ondes théoriques de la structure MET ... 71
II.3.4.1. Le courant de sortie ... 71
II.3.4.2. Le courant magnétisant ... 72
II.3.4.3. Le courant primaire ... 73
II.3.4.4. La capacité d'écrêtage Cr ... 73
II.3.4.5. Les contraintes des semi-conducteurs ... 74
II.3.4.6. Les conditions aux limites ... 75
II.3.4.7. Les flux magnétiques ... 76
II.3.4.8. Les formes d'ondes théoriques ... 77
II.3.5. Dimensionnement de la structure MET ... 78
II.3.5.1. Relation entrée/sortie ... 78
II.3.5.2. Les capacités de la structure ... 78
II.3.5.3. Procédure de dimensionnement ... 79
II.3.5.4. Résultats numériques ... 85
II.3.5.5. Calcul de l'encombrement pris par le circuit LCT ... 86

Chapitre III : Validation et intérêt de la structure MET ... 91

III.1. Validation numérique de la structure MET ... 95
III.1.1. Validation des paramètres du transformateur ... 95
III.1.1.1. Simulation magnéto harmonique (Flux2D) ... 95
III.1.1.2. Caractérisation numérique du transformateur ... 99
III.1.1.3. Comparaison numérique/théorique des paramètres ... 104
III.1.2. Analyse de la structure par simulation de type circuit ... 104
III.1.2.1. Conditions de simulation ... 105
III.1.2.2. Validation du principe de fonctionnement ... 105
III.1.2.3. Influence de l'inductance de fuite L_{f3} ... 106

III.2. Comparaison volumique de la structure MET à d'autres structures..... 109
III.2.1. Critères de comparaison..... 109
III.2.2. Les dimensionnements des parties magnétiques..... 109
III.2.2.1. Le transformateur de la structure MET..... 109
III.2.2.2. Structure classiques forward et flyback..... 111
III.2.3. Bilan de la comparaison volumique..... 113

Chapitre IV : Élaboration du prototype LCT.....117

IV.1. Les matériaux 121
IV.1.1. Les matériaux diélectriques..... 121
IV.1.1.1. Introduction aux matériaux diélectriques..... 121
IV.1.1.2. Les matériaux diélectriques classiques..... 122
IV.1.1.3. Les nouveaux matériaux diélectriques..... 124
IV.1.1.4. Choix d'un matériau diélectrique..... 126
IV.1.2. Les matériaux magnétiques..... 126

IV.2. Choix des techniques de bobinage des enroulements..... 127
IV.2.1. Les configurations envisagées 127
IV.2.1.1. Configuration de l'enroulement primaire..... 127
IV.2.1.2. Configuration des enroulements secondaires 128
IV.2.2. Les modes de connexions des spires..... 130
IV.2.2.1. Mode de connexion de l'enroulement primaire..... 130
IV.2.2.2. Modes de connexion des enroulements secondaires..... 131
IV.2.3. Simulations magnéto transitoire des différentes configurations et modes de connexions.. 134
IV.2.3.1. Mise en place d'une base de simulation 134
IV.2.3.2. Exploitations des simulations..... 136
IV.2.4. Comparaison des simulations magnéto transitoire et circuit..... 139
IV.2.4.1. Comparaison des simulations transitoires PSIM/FLUX 139
IV.2.4.2. Réajustement du point de fonctionnement 140

IV.3. Réalisation de la structure MET 143
IV.3.1. Partie puissance de la structure MET..... 143
IV.3.1.1. Les interrupteurs de puissances..... 143
IV.3.1.2. Les diodes de puissances 144
IV.3.2. Partie commande de la structure MET..... 146
IV.3.2.1. Introduction à la commande..... 146
IV.3.2.2. Solution choisie..... 146
IV.3.3. Routage de la carte 147
IV.3.3.1. Dimensions du circuit..... 147

IV.3.3.2. Implantation des composants *150*
IV.3.3.3. Implantation du LCT *151*

Chapitre V : Étude expérimentale du prototype* *155

V.1. Le déroulement de la fabrication et ses aléas 159
V.1.1. Les divers problèmes rencontrés 159
V.1.2. Changement du cahier des charges 160
V.1.2.1. Changement du point de fonctionnement *160*
V.1.2.2. Nouveau dimensionnement *161*
V.1.3. Fabrication du circuit multicouches 162
V.1.3.1. Procédé de fabrication *162*
V.1.3.2. Présentation du prototype *163*

V.2. Caractérisation du dispositif LCT 164
V.2.1. Identification des paramètres magnétiques 164
V.2.1.1. Modèle magnétique *164*
V.2.1.2. Précautions et garanties des mesures *165*
V.2.1.3. Mesures réalisées pour la caractérisation magnétique *168*
V.2.1.4. Exploitation des différents mesures *171*
V.2.1.5. Bilan mesures des paramètres magnétiques *175*
V.2.1.6. Validation du modèle magnétique *176*
V.2.2. Identification des paramètres électrostatiques 177
V.2.2.1. Modélisation capacitive *177*
V.2.2.2. La capacité intégrée *178*

V.3. Fonctionnement du LCT au sein de la structure 179
V.3.1. Les formes d'ondes mesurées 180
V.3.1.1. Les conditions de mesures *180*
V.3.1.2. Les formes d'ondes *181*
V.3.1.3. Confrontation des mesures à la simulation *185*
V.3.2. Séparation des pertes 186
V.3.2.1. Bilan de puissance *186*
V.3.2.2. Estimation de la répartition des pertes *187*
V.3.3. Comportement de la structure MET 188

Conclusion générale* *191

Bibliographie* *199

Annexes* *207

Introduction générale

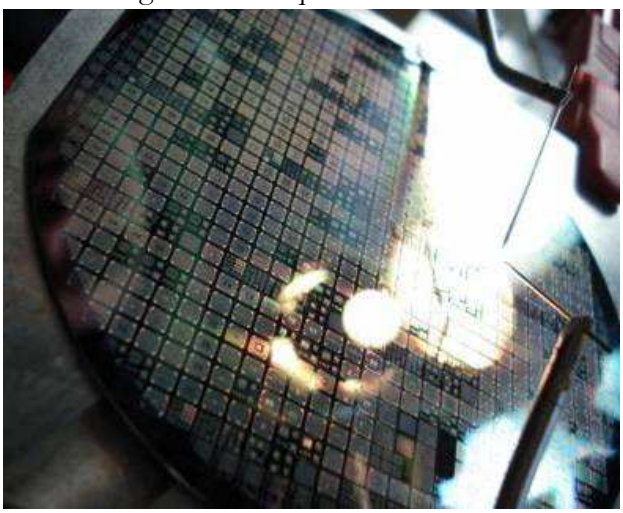
INTRODUCTION GÉNÉRALE

L'électronique de puissance et l'intégration

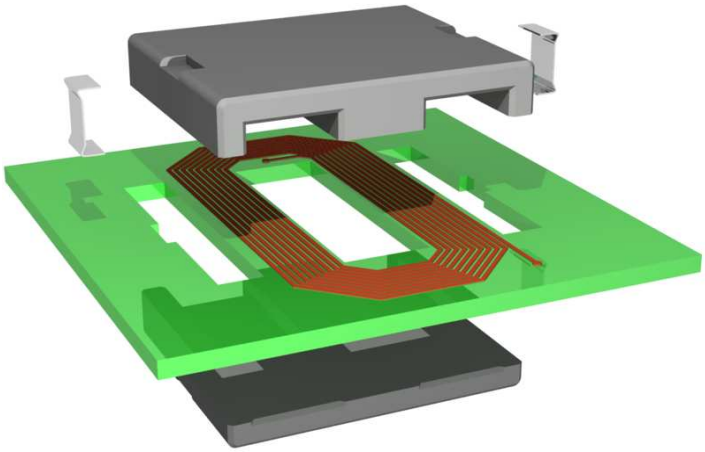
Ces dernières années, les recherches en électronique de puissance se sont focalisées pour une grande part sur l'intégration en vue d'améliorer les performances des convertisseurs en termes de rendement, compacité et fiabilité. D'autre part, dans le même temps, les champs d'applications de l'électronique de puissance n'ont cessé de se diversifier faisant que son utilisation s'avère aujourd'hui indispensable dans une large plage de puissance allant de quelques Watts à plusieurs centaines de Kilowatts. Ils couvrent également une large gamme de fréquence dont la limite supérieure tend à augmenter de manière à gagner en volume mais bien souvent au détriment d'une amélioration du rendement. Cette diversité de puissances implique des approches et des technologies à maîtriser se présentant sous des formes différentes, ce qui amène à séparer l'électronique de puissance dans deux catégories distinctes à savoir les faibles et les fortes puissances. Selon l'environnement, l'étude de l'intégration ne sera pas similaire. Par exemple, en faible puissance des domaines comme les systèmes portables sont perpétuellement demandeurs de réduction d'échelle tout en gardant de bonnes performances et des coûts compétitifs. En forte puissance, le rendement est plus souvent le critère à respecter compte tenu du niveau de pertes qu'il peut entraîner.

Les possibilités d'intégration

Devant l'accroissement de la demande, les efforts de recherche en intégration se sont multipliés et ont donné naissance à plusieurs technologies sur lesquels les actions se sont concentrées. Il existe à ce jour deux types d'intégrations de puissance : l'intégration monolithique et l'intégration hybride. La première a permis de faire éclore des passerelles entre l'électronique de puissance et la micro électronique par des similitudes liées à la technologie silicium. En effet l'intégration monolithique sur silicium a été appliquée dans un premier temps aux



éléments actifs représentés par les semi-conducteurs sur lesquels se repose tout le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance. Cette technologie a permis, dans un premier temps, non seulement de réduire les volumes mais également d'améliorer les interconnexions souvent source de problèmes électromagnétiques et parasites. L'évolution de la maîtrise de l'intégration de ce substrat a permis d'envisager l'intégration de plusieurs fonctions qu'elles soient passives ou actives. Par association, des études de micro convertisseurs entièrement intégrés ont pu voir le jour. Cependant les puissances restent relativement faibles à ce jour, ce qui limite le champ d'application. Parallèlement, la piste hybride a été développée et concerne principalement les composants passifs. En effet dans la course à la réduction des volumes des alimentations d'électronique de puissance, l'intégration des composants passifs constitue un des leviers pour atteindre des niveaux de miniaturisation intéressants. Dans cette optique, de multiples travaux ont déjà été engagés de part le monde. Les premiers à s'engager sur cette piste ont été J.A Ferreira et J.D. van Wyk, en proposant de marier deux fonctions passives, inductance et capacité, habituellement rencontrées dans un convertisseur, dans un seul et unique composant. Cette idée a été dans un premier temps mise en application à travers des fonctions filtre LC intégrée. Le comportement s'apparente à celui d'une ligne de transmission et peut être utilisé comme circuit résonant ou comme filtre, les possibilités de modes de connexions étant variées. Par la suite ce concept fut étendu à l'élément passif assurant l'isolation galvanique souvent présent dans un convertisseur d'énergie, en l'occurrence le transformateur, donnant naissance à un seul et unique composant passif baptisé LCT comprenant les trois fonctions passives. Ce dispositif fut le concept directeur des travaux développés au sein de notre laboratoire G2Elab durant ces 7 dernières années. La technologie utilisée n'est autre que la technologie des circuits multi couches, appelée communément planar, qui va permettre un gain en volume, en interconnexions et en évacuation thermique, les surfaces d'échanges plus grandes étant propices à la dissipation des calories. Cependant ce concept s'avère limité en termes d'évolution puisque la réduction de volume repose principalement sur les performances des matériaux diélectriques insérés dans le dispositif. En dépit de cela, les matériaux évoluent rapidement ce qui accroît l'intérêt d'un dispositif LCT. En effet les réalisations faites à ce jour se



cantonnent à des applications à résonance nécessitant une capacité reste relativement faible et aisément intégrable dans un petit volume (quelques *nF*), mais nous relevons bien que l'intérêt d'un tel dispositif serait exacerbé si celui-ci pouvait être exploité à des alimentations à découpage plus traditionnelles dans l'industrie, du type Flyback ou Forward. Pour cela la faculté d'intégrer de plus fortes valeurs (supérieur au μF) est requise mais elle reste à ce jour inaccessible.

Les travaux de thèse

Les recherches menées au G2Elab sur l'intégration de composants passifs destinés aux alimentations d'électronique de puissance se sont traduites par la réalisation du composant LCT pour une application quasi résonante de 60W. Dans le but de faire évoluer ce dispositif nous avons cherché à l'adapter à des alimentations à découpage non résonantes plus classiquement utilisées. Les travaux de recherche menés au cours de cette thèse reposent sur la conception d'un LCT opérant au sein d'une structure préalablement définie en fonction de ces objectifs. La structure de ce mémoire se décompose en 5 chapitres décrits ci-dessous.

Le premier chapitre intitulé *« L'intégration des composants passifs appliquée à l'électronique de puissance »* permet d'introduire le mémoire plus en détails. Une première partie traite de l'état de l'art de l'intégration en électronique de puissance et plus particulièrement des solutions hybrides. Divers exemples d'applications etudiées dans différents laboratoires de recherche nationaux et internationaux y sont présentés. Les difficultés qu'engendrent ce type d'intégration (thermique, modélisation, matériaux…) sont énumérées et nous verrons qu'elles peuvent constituer des freins à l'avancée de la technique hybride. En seconde partie nous nous attardons sur le composant LCT dont nous approfondissons le principe de fonctionnement et sa modélisation. Nous mettons en avant également les différentes possibilités de connexions qu'offre ce dispositif et les premières réalisations du laboratoire G2Elab sont présentées.

Le deuxième chapitre, intitulé « *La structure MET »*, traite une nouvelle structure dite à Transfert d'Énergie Mixte que nous proposons. Celle–ci se base sur le fonctionnement d'un forward pour lequel l'inductance de sortie est intégrée dans le transformateur à trois enroulements. Dans ce même transformateur sera aussi intégrée une capacité jouant à la fois un rôle d'écrêtage et d'équilibrage de la structure. Dans un premier temps, nous verrons comment nous avons abouti à cette solution en énumérant les différentes structures existantes et en

évaluant le potentiel qu'elles offrent pour l'insertion d'un dispositif intégré LCT. Le fonctionnement de la structure MET est ensuite présenté en détails. L'objectif est de respecter un cahier des charges identique à celui ayant servi à la réalisation du premier prototype LCT planar pour une application à résonance à savoir : 60W avec 50V en entrée et 5V en sortie. Ces niveaux de tensions et de puissance sont en effet typiques des applications d'électronique de puissance dans de multiples domaines (aéronautique, spatial, automobile, domestique…). Pour finir ce chapitre, le dimensionnement de cette structure non classique est abordé. On verra que celui-ci s'avère relativement complexe du fait de l'insertion du modèle étoffé d'un transformateur à 3 enroulements, qui fait augmenter le nombre de paramètres. La démarche de dimensionnement proposée, qualifiée d'itérative, est traitée et les premiers résultats analytiques résultant du fonctionnement de la structure et de son cahier des charges sont obtenus.

Au cours du troisième chapitre *« Validation et intérêts de la structure MET »*, nous effectuons, en premier lieu, les simulations visant à identifier les paramètres du transformateur par simulation magnéto harmonique à l'aide d'un logiciel à éléments finis (FLUX2D). Ensuite, le fonctionnement de la structure MET est simulé par un logiciel de type circuit (PSIM) afin de comparer le fonctionnement obtenu à l'aide des paramètres du transformateur dimensionnés à celui obtenu en utilisant les paramètres issus de la simulation magnéto harmonique. Au cours de ce chapitre, nous comparerons les volumes de tous les éléments magnétiques de la structure MET à ceux des composants qu'auraient nécessité une structure classique (telle que le Flyback et le Forward) pour un même cahier des charges. Cette comparaison vise à mettre en évidence le gain de volume qu'apporte la structure MET par rapport aux structures classiques et à montrer l'intérêt de cette structure.

Le chapitre suivant « *Élaboration du prototype LCT »* aborde la mise en œuvre du prototype LCT adapté à la structure MET afin de préparer la fabrication de celui-ci. Pour cela, une attention particulière est portée au choix d'un matériau diélectrique. Ainsi, dans une première partie, une recherche des différents matériaux susceptibles de convenir nous mène au matériau HK04 de chez Dupont. Dans une deuxième partie, le choix des techniques de bobinages des enroulements du transformateur est abordé. Différents cas de figures sont recensés et simulés par éléments finis (Flux2D, mode magnéto transitoire) afin de trouver la meilleure configuration en terme de rendement. Enfin, le dimensionnement des interrupteurs de puissance ainsi que de l'électronique de commande est abordé pour aboutir sur la CAO du circuit imprimé du prototype final.

Le dernier chapitre, intitulé *« Étude expérimentale du prototype »*, s'attache à présenter les performances obtenues avec la structure MET incluant un LCT. Une première partie énumère les étapes successives franchies au cours de la fabrication avant d'aboutir au produit fini. Une fois le prototype en notre possession, une caractérisation fine a été conduite à l'aide de mesures d'impédances. Celles-ci, effectuées à l'aide d'un pont d'impédance HP4294, valident son dimensionnement. Enfin, l'intégralité de la structure MET a été réalisée et un bilan de ses performances a été effectué. Les performances du dispositif sont présentées et une étude visant à séparer et identifier les différentes causes de pertes du dispositif (pertes joules, pertes diélectriques, pertes fer, pertes semi-conducteurs) est menée.

Ce mémoire s'achève par une synthèse du travail effectué et des résultats obtenus. Avec le recul apporté par ces trois années de thèse, nous évoquons brièvement différentes pistes de développement du LCT à suivre dans les années futures.

Chapitre I : L'intégration des composants passifs appliquée à l'électronique de puissance

C H A P I T R E I

L'INTÉGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS APPLIQUÉE À L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE

INTRODUCTION

L'intégration en électronique de puissance se traduit par différentes techniques, de l'intégration hybride à l'intégration monolithique. A ce sujet, plusieurs travaux ont déjà été réalisés depuis quelques années et sont actuellement en cours d'évolution. Ce premier chapitre permet de retracer les différents travaux d'intégration effectués et plus particulièrement ceux appliqués aux composants passifs des convertisseurs, cette orientation étant celle nous concernant directement dans notre étude. Outre les nombreux avantages, ces techniques d'intégration innovantes présentent un certain nombre de contraintes abordées dans ce chapitre, à prendre en compte pour des études de ce type. Parmi celles-ci, une application d'intégration de composants passifs se distingue, il s'agit du dispositif LCT permettant la réalisation d'une inductance d'un condensateur et d'un transformateur dans un seul et unique composant passif. Ce principe LCT étant la base de nos travaux, il est largement décrit dans ce chapitre ainsi que les différentes applications

Sommaire

I.1. Etat de l'art 29

I.1.1. Introduction à l'état de l'art 29

I.1.2. L'intégration hybride 30

I.1.2.1. Empilement de fonctions 31

I.1.2.2. Regroupement de fonctions 33

I.1.3. L'intégration monolithique 37

I.1.3.1. Introduction à l'intégration sur silicium 37

I.1.3.2. Les techniques de dépôt 38

I.1.4. Les contraintes de l'intégration 39

I.1.4.1. Les matériaux 39

I.1.4.2. Maîtrise des échanges thermiques 43

I.1.4.3. Modélisation des dispositifs 45

I.2. Le LCT 45

I.2.1. Principe 45

I.2.2. Modélisation 47

I.2.3. Différents modes de connexions 48

I.2.3.1. Connexions adaptées à des circuits résonants 48

I.2.3.2. Connexions adaptées à d'autres types de circuits 49

I.2.4. Les prototypes réalisés 49

I.2.4.1. Vers le composant LCT 49

I.2.4.2. Le composant LCT planar 50

I.1. Etat de l'art

I.1.1. Introduction à l'état de l'art

Comme le précise l'intitulé du chapitre, nous mettrons en avant uniquement l'intégration des composants passifs pour l'électronique de puissance, cette partie étant la principale concernée par nos travaux. Les premières recherches concernant l'intégration de composants passifs ont été réalisées il y a une vingtaine d'années dans un laboratoire d'Afrique Sud (Energy Laboratory de l'Université de Rand) au sein de l'équipe de J.A. Ferreira et J.D. van Wyk. Les premières recherches étaient dirigées vers l'intégration de capacités et d'inductances dans le but de réaliser soit des circuits résonants soit des filtres selon le mode de connexion mise en œuvre [1-STI90, 2-SMI93, 3-MAR95].

Le laboratoire SATIE (ENS de Cachan) par l'intermédiaire de l'équipe de F. Costa a concentré une partie de ses actions de recherche sur ce thème, notamment dans le cadre du GdR Intégration en Electronique de Puissance dans un premier temps puis du GdR ISP3D, pour étudier le comportement des composants LC intégrés grâce à la théorie des lignes de transmissions. En effet, ces deux dispositifs présentent des comportements très similaires [4-WILO2] (Figure *I-1*).

filtre LC non intégré

filtre LC intégré

Figure I-1 : Exemple de Filtre LC non intégré et intégré (SATIE – Wilmot 2003)

Dans la continuité de leurs travaux l'équipe de J.A. Ferreira et J.D.van. Wyk a émis l'idée de marier les trois composants passifs classiquement disponibles dans une structure d'électronique de puissance à savoir une inductance, un condensateur et un transformateur [5-HOF97]. C'est sur ce concept, appelé LCT, que l'équipe Electronique de puissance du laboratoire G2Elab travaille depuis une dizaine d'années par l'intermédiaire de J.P. Ferrieux et Y. Lembeye [6-LAO03]. Dans cette même équipe d'autres travaux portant sur l'intégration monolithique afin de réaliser des inductances intégrées sur silicium pour des applications dans le contexte des faibles puissances ont aussi été abordés [7-BOG02].

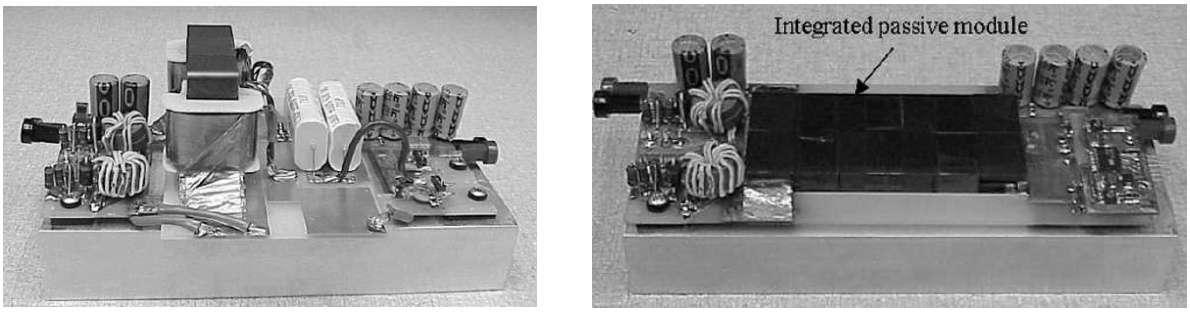


Figure I-2 : Photo alimentation intégrée/non intégrée

L'intégration des passifs n'est pas le seul sujet de recherche qui permettra d'aboutir à la réalisation d'alimentation à très forte intégration. En effet, parallèlement à ces travaux, un grand nombre d'études concernant la partie active des convertisseurs sont réalisées de part le monde. Même si ces travaux ne sont pas abordés ici, ils permettront, par une meilleure maîtrise des commutations, une réduction des contraintes, des pertes, des gains importants sur le volume final du convertisseur [8-MUR00, 9-ROU06].

Cette première partie du chapitre concernant l'état de l'art de l'intégration des composants passifs, a pour but de présenter les divers travaux réalisés jusqu'à aujourd'hui. L'idée n'est pas de détailler chacune des études mais simplement de les énumérer en situant le contexte. Nous allons tout d'abord retracer les différentes techniques d'intégrations de composants passifs qu'elles soient hybrides ou monolithiques. Nous verrons que, quelle que soit la technique de réalisation, l'augmentation de la densité de puissance va constituer un frein à l'évolution. Malgré tout, les techniques et les technologies évoluant constamment, les développements de ces types d'intégration sont prometteurs et ouvrent un large champ d'applications à l'électronique de puissance. Ces procédés seront illustrés à travers diverses applications qui ont fait le sujet d'études au sein de divers laboratoires nationaux et internationaux. Nous énumérerons les difficultés engendrées par ces diverses techniques d'intégration constituant de véritables points bloquants pour l'élaboration de telles méthodes d'intégration.

I.1.2. L'intégration hybride

L'intégration hybride consiste à associer différents matériaux de telle manière à réaliser plusieurs fonctions dans un seul bloc, soit par empilement, soit par regroupement de fonctions. Ce type d'intégration permet technologiquement d'envisager la réalisation de convertisseurs de plus ou moins fortes puissances. Ces différentes techniques sont davantage explicitées dans les paragraphes suivants.

I.1.2.1. Empilement de fonctions

a) Principe

Cette technique consiste à intégrer chacune des fonctions passives séparément et ensuite les empiler de manière à former un seul bloc comprenant plusieurs fonctions. Au préalable cette technique a fait l'objet de simple empilement de deux fonctions de manière à obtenir un filtre CEM intégrée. Elle a été étendue ensuite au convertisseur complet. En effet l'aboutissement d'une telle idée est de pouvoir rassembler l'intégralité d'un convertisseur dans un même bloc de manière à condenser celui-ci et à obtenir une plus grande puissance volumique.

b) Concept hybride PIAC

Le SATIE s'intéresse à l'intégration des composants passifs depuis un certain nombre d'années par le biais des travaux engagés par E. Labouré et F. Costa. Ils ont ainsi pu avancer un certain nombre de concepts mais aussi de réalisations sur ce sujet. Nous retiendrons plus particulièrement les études effectuées autour de l'intégration de structures complètes étant donné les objectifs visés. Un exemple Figure *I-3* présente cette approche visant l'intégration d'une structure complète étudiée au laboratoire SATIE en empilant chacune des fonctions intégrées individuellement. Celle-ci se nomme la structure PIAC (structure Passive Intégrée obtenue par Assemblage, Complète) et permet notamment d'enterrer les éléments inductifs mais aussi capacitifs dans un circuit imprimé.

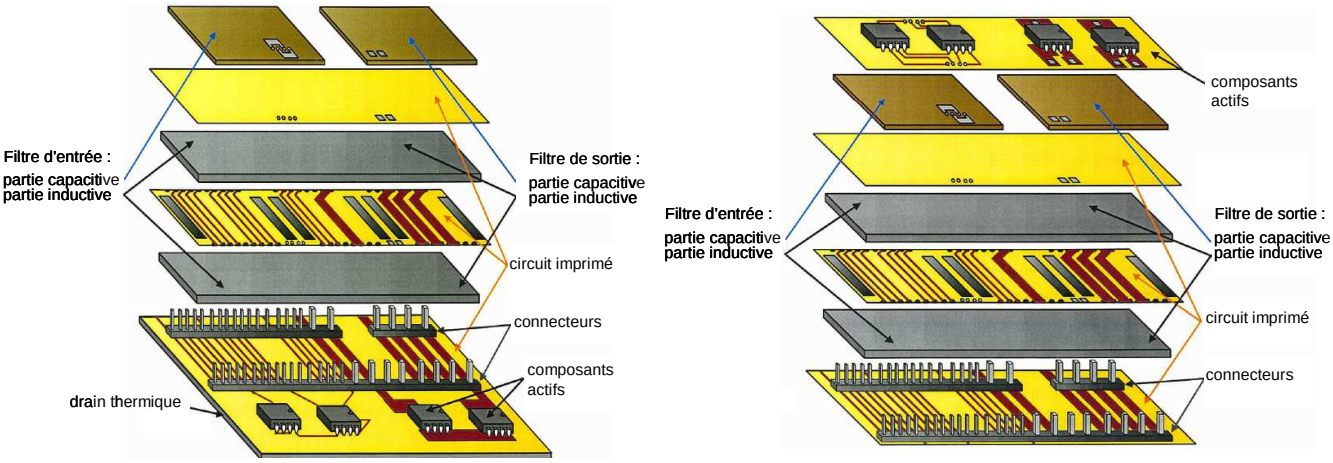


Figure I-3 : Concepts d'intégration d'une structure PIAC (SATIE - thèse WILMOT - 2004)

Cet empilement est composé de différentes couches de différents matériaux nécessaires à la réalisation des diverses fonctions. Il dispose de parties inductives remplissant le rôle d'élément magnétique, autour duquel on peut retrouver des circuits imprimés disposant de pistes conductrices permettant la réalisation d'enroulements pour construire soit une inductance soit un transformateur. La capacité est reportée sur le dessus du dispositif. Nous obtenons au final un circuit multicouche composé par différents matériaux, auquel la partie « composants actifs » peut également être ajoutée. En effet, il est aisé d'empiler un nouveau circuit imprimé intégrant les composants actifs et leurs connexions, ou alors d'étendre l'un des circuits imprimés déjà mis en œuvre pour placer ces éléments. Cette deuxième solution présente l'inconvénient d'étendre la surface du dispositif, mais en contre partie la surface d'échange thermique est plus importante et permet ainsi une meilleure évacuation de la chaleur. Il reste à établir les connexions entre les différents étages en les réalisant par l'intermédiaire de trous métallisés.

Dans le cadre des travaux de thèse de F. Wilmot [10-WIL04] l'intégration de la structure PIAC a été dans un premier temps développée et réalisée en partie pour répondre à un cahier des charges de convertisseur DC/DC 60W 48V-5V/12A, 500kHz. Ceci étant, compte tenu des avancés technologiques actuelles concernant les matériaux diélectriques, l'intégration de la capacité de sortie ou encore du filtre CEM au sein de l'empilement de fonction reste impossible et sont implantés à l'extérieur du dispositif. Néanmoins un travail conséquent a été fait pour mettre en œuvre cette réalisation qui au final utilise la technologie planar pour l'intégration du transformateur et de l'inductance de sortie. Ce dispositif LT est implanté sur un circuit imprimé sur lequel se trouve la partie composant de puissance et de commande non intégrée.

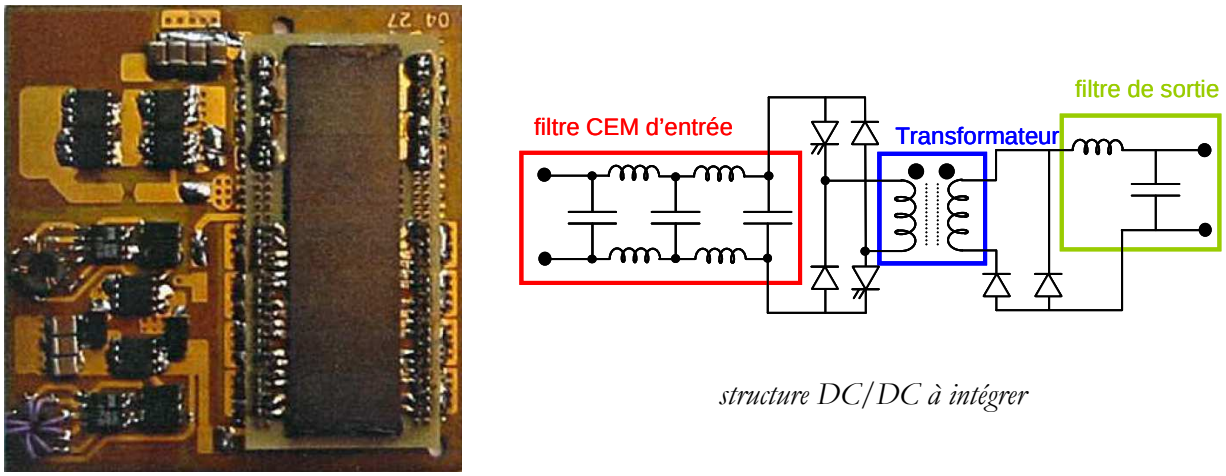


Figure I-4 : Prototype d'une structure complète intégrée (SATIE, thèse WILMOT - 2004)

Par la suite la thèse de M. Arab [11-ARA06] a fait l'objet, en grande partie, d'un important travail d'optimisation de ce même dispositif LT sur un plan géométrique et des performances électriques.

c) Concept hybride emPIC

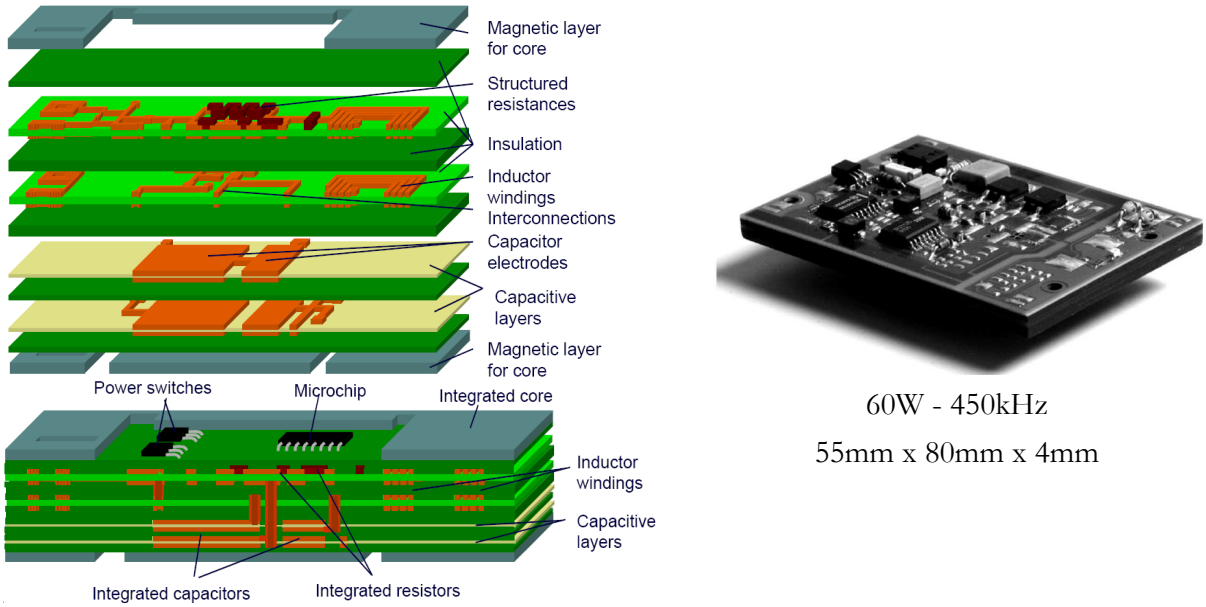


Figure I-5 : Principe et exemple d'un convertisseur emPIC développé par J.A. Ferreira

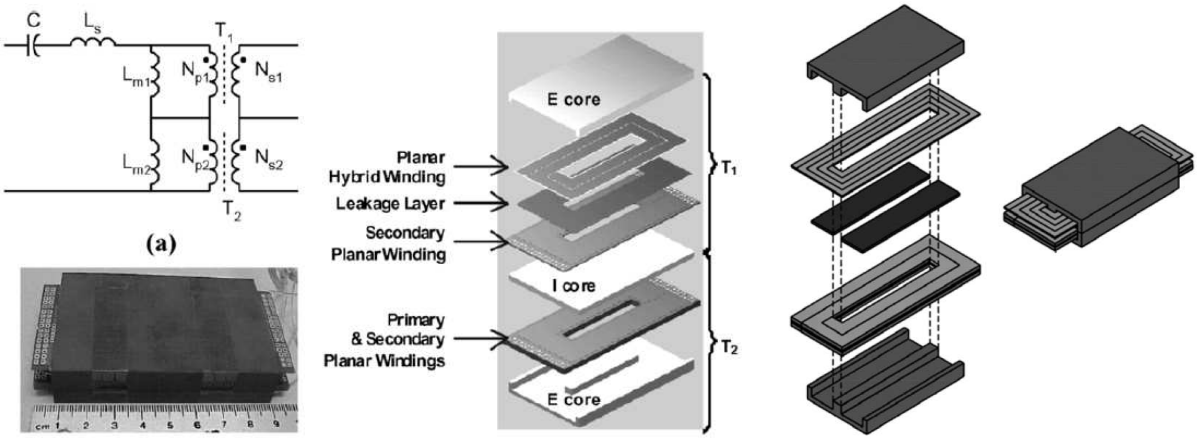
Dans un même registre, la Figure *I-5* présente le principe d'un exemple d'intégration hybride d'un convertisseur nommé emPIC (embedded passives integrated circuits) développé à l'University of Technology, Delft, Hollande, par l'équipe de J.A. Ferreira [12-WAF02, 13-WAF03]. Ce concept permet d'intégrer plusieurs fonctions passives conçues par différents matériaux qui se retrouvent imbriquées les unes sur les autres pour former un seul bloc. Le convertisseur réalisé s'appuie sur une topologie à résonance série avec isolation galvanique. La capacité résonnante enterrée est de 3,2nF et le rendement résultant est de 82% dont 2/3 des pertes dues au transformateur (pertes cuivre + pertes fer), le restant provenant des composants actifs. On distingue donc que les futures recherches doivent être orientées sur le dispositif magnétique autant sur un plan de l'agencement magnétique que sur l'élaboration de matériaux performants.

I.1.2.2. Regroupement de fonctions

a) Principe

La philosophie reste la même à savoir rassembler des fonctions passives. Néanmoins le concept technologique est différent dans le sens ou l'intégration des différentes parties est abordée dans l'ensemble et non pas individuellement. Le principe est d'utiliser les parasites et les fuites qui peuvent être engendrées par le dispositif d'empilement de matériaux de natures différentes. En effet les circuits multicouches, de par la superposition, permettent d'obtenir des capacités parasites pouvant être plus ou moins importantes. Les moyens de contrôler celles-ci sont la nature et l'épaisseur des matériaux utilisés et plus particulièrement les isolants diélectriques. Ensuite il est également possible d'exploiter les imperfections d'un transformateur qui va impliquer des fuites se traduisant par des inductances équivalentes. Il apparaît donc envisageable de concevoir des éléments planars de manière à gérer ces effets perturbateurs capacitifs et inductifs que nous pourrons mettre à profit. Ce concept va à l'encontre des études traditionnelles rencontrées en électronique de puissance puisque la tendance est plutôt à l'accentuation de ces phénomènes parasites au lieu de chercher à les atténuer. Cette démarche technologique a donné naissance à un nouveau composant baptisé « LCT » qui est largement présenté plus en aval et qui fait l'objet de plusieurs recherches que ce soit au G2Elab ou au sein des équipes dirigées par J.A. Ferreira et J.D. van Wyk. C'est sur ce concept que nos efforts se sont principalement concentrés dans la continuité de travaux précédemment engagés sur le sujet.

b) Concept IPEM



Exemple d'un IPEM *Principe d'un IPEM*

Figure I-6 : Principe et exemple d'un module d'intégration « Passive IPEM » (Van Wyk)

Ce concept issu des nombreux travaux réalisé par l'équipe de J.D. van Wyk (CPES Virginia Polytechnic Institute and State University) est défini comme un module intégré d'électronique de puissance IPEM (Integrated Power Electronic Module) [14-LEE04]. La technologie de mise en œuvre utilisée est toujours le planar. Ce principe peut être appliqué à toute la structure, en

partitionnant l'intégration en différents modules : Filtre IPEM, Active IPEM, Passive IPEM. Cette partition permet d'optimiser les performances du système global d'intégration du convertisseur dans son intégralité. Nous nous intéressons plus particulièrement au module « Passive IPEM » dans lequel on retrouve un regroupement de fonctions intégrant à la fois une capacité et des éléments inductifs.

La Figure *I-6* présente un exemple d'intégration de composants passifs au sein d'un module IPEM pour une application de convertisseur résonnant comprenant une capacité et une inductance en série pour la résonance avec deux transformateurs dans ce cas précis. L'inductance série n'est autre que les fuites des transformateurs et la capacité est réalisée à partir de l'enroulement primaire du transformateur « planar hybrid winding ». On parlera alors de composant LCT ou LLCT selon la prise en compte de l'inductance magnétisante ou pas. Ce principe sera le moteur de nos travaux et est explicité en détail au cours du paragraphe *I.2*.

c) Concept Flex PCB

Dans le même esprit, l'équipe de J.A. Ferreira a conçu un composant LCT à base d'un polyimide flexible cuivré sur chacune des faces qui sera ensuite intégré au sein d'un concept de convertisseur 3D [15-JON06]. Ce matériau présente les mêmes caractéristiques que ceux utilisés jusqu'à présent au cours des différents travaux d'intégration de composants passifs réalisés par cette équipe. Ceci étant, les réalisations envisageables sont une nouvelle fois restreintes à l'intégration de capacité de faible valeur, seulement quelques *nF*. Les applications sont toujours les convertisseurs à résonance où les valeurs de condensateur nécessaires à la résonance restent relativement faibles et donc intégrables par ce principe (Figure *I-7*).

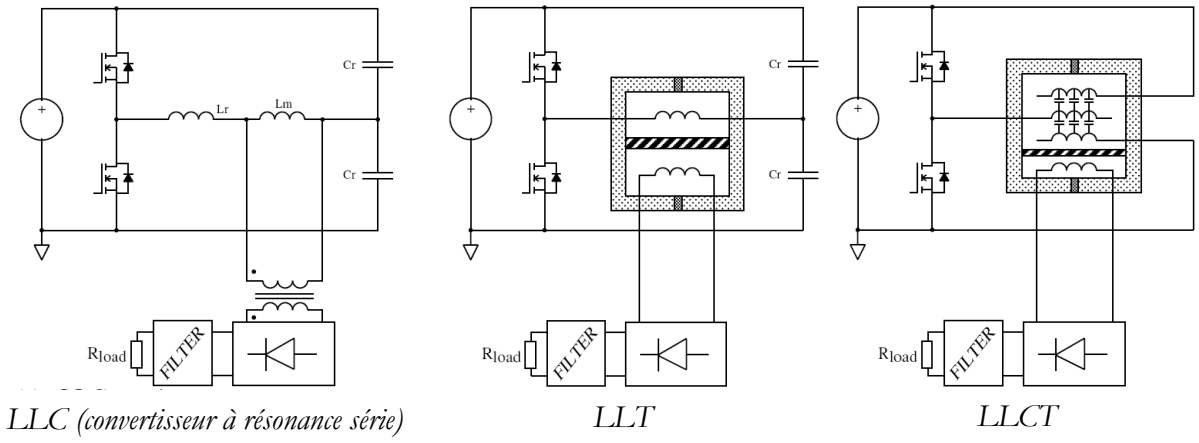
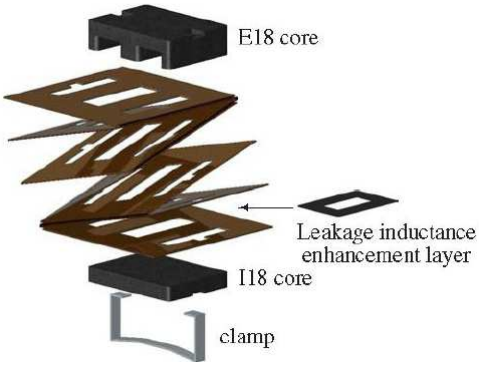


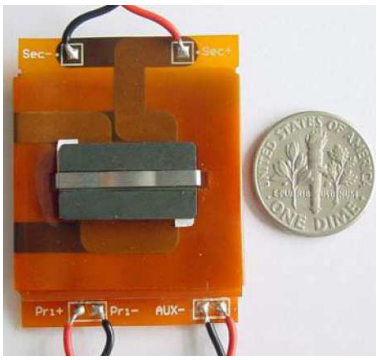
Figure I-7 : Diverses applications du Flex PCB (Ferreira)

Dans les trois applications présentées par la Figure *I-7*, seule le composant intégré LLT a été réalisé. En effet, comme dans chacun des concepts présentés, le principal frein reste les

performances des matériaux diélectriques nous restreignant à des réalisations de capacités relativement faibles. La Figure *I-8* présente la vue éclatée du composant LLT réalisé ainsi qu'une photo du produit final. Les capacités *Cr*, servant à la construction du point milieu capacitif sont réalisées en dehors de ce prototype.



vue éclatée du prototype LLT



prototype flex LLT

Figure I-8 : Prototype LLT flex PCB (Ferreira)

L'élément inductif est obtenu à partir des inductances de fuite du dispositif qui sont contrôlés par l'insertion de couches magnétiques au sein du circuit multi couche flexible (Leakage inductance enhancement layer sur la Figure *I-8*).

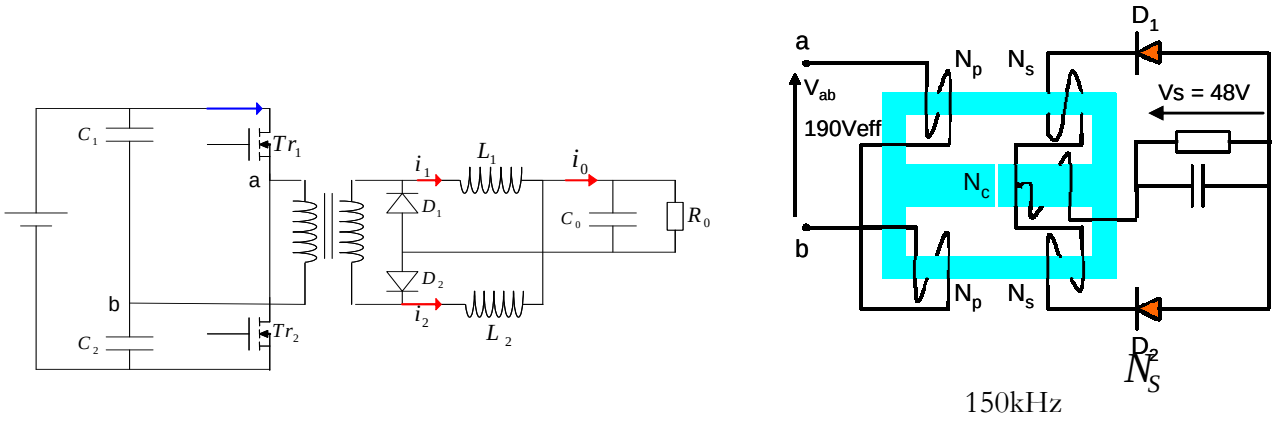
L'un des avantages de cette solution réside dans la facilité à mettre en œuvre du matériau réalisant le support du circuit imprimé du fait de sa souplesse qui permet d'éviter les difficultés du pressage du circuit imprimé que l'on peut rencontrer avec des réalisations classiques à base de matériaux plus rigides ainsi que le surcoût d'une réalisation multicouche.

d) Le LCT au G2Elab

La réalisation est toujours basée sur le même principe, à savoir utiliser les éléments parasites du dispositif. La divergence réside principalement dans le fait que l'élément inductif est simplement contrôlé par un entrefer permettant de générer des fuites à souhait [16-LEM05]. Notre démarche sera largement explicitée par la suite au paragraphe *I.2*.

e) Concept d'intégration d'un LLT

Nous pouvons également citer un autre travail en cours au sein du G2ELAB, qui vise à l'étude de l'intégration des éléments magnétiques d'une structure nommé « current doubler rectifier » fonctionnant à *1kW* et *150kHz*. Les deux inductances ainsi que le transformateur sont intégrés dans un même composant magnétique. Cette étude est l'objet de la thèse d'A. Kerim (Figure *I-9*).



current doubler rectifier *disposition magnétique*

Figure I-9 : Travaux de thèse de A. Kerim (G2ELAB)

L'enroulement primaire et l'enroulement secondaire sont répartis en demi enroulements disposés sur chaque jambe extérieure. Un enroulement sur la jambe centrale, sur laquelle se situe un entrefer, connecté au point milieu des deux demi secondaire permet d'accroître et d'ajuster l'inductance de sortie équivalente (*I-1*).

$$L_{sortie} = \frac{\left(\frac{N_c + N_s}{2}\right)^2}{\frac{\Re_c + \Re_0}{2}} \qquad \text{I-1}$$

R_c : réluctance de la jambe centrale

R_0 : réluctance des jambes extérieures

I.1.3. L'intégration monolithique

I.1.3.1. Introduction à l'intégration sur silicium

L'intégration monolithique, plus appropriée pour les convertisseurs de faible à très faible puissance, est apparue grâce à l'évolution faite sur les procédés de gravure et de dépôt de matériau sur le support substrat silicium. L'intégration de composants passifs par ce procédé fut alors envisageable et réalisable. L'avantage de cette technique est de permettre la réalisation des parties actives et passives d'un convertisseur ainsi que leurs interconnexions sur un même substrat de silicium conduisant à des réalisations de très faible encombrement pour les très faibles puissances. Au sein du laboratoire LEG cette technique d'intégration monolithique a fait l'objet d'une thèse préparée par J.M Boggetto concernant l'intégration d'une inductance de lissage [17-BOG03].

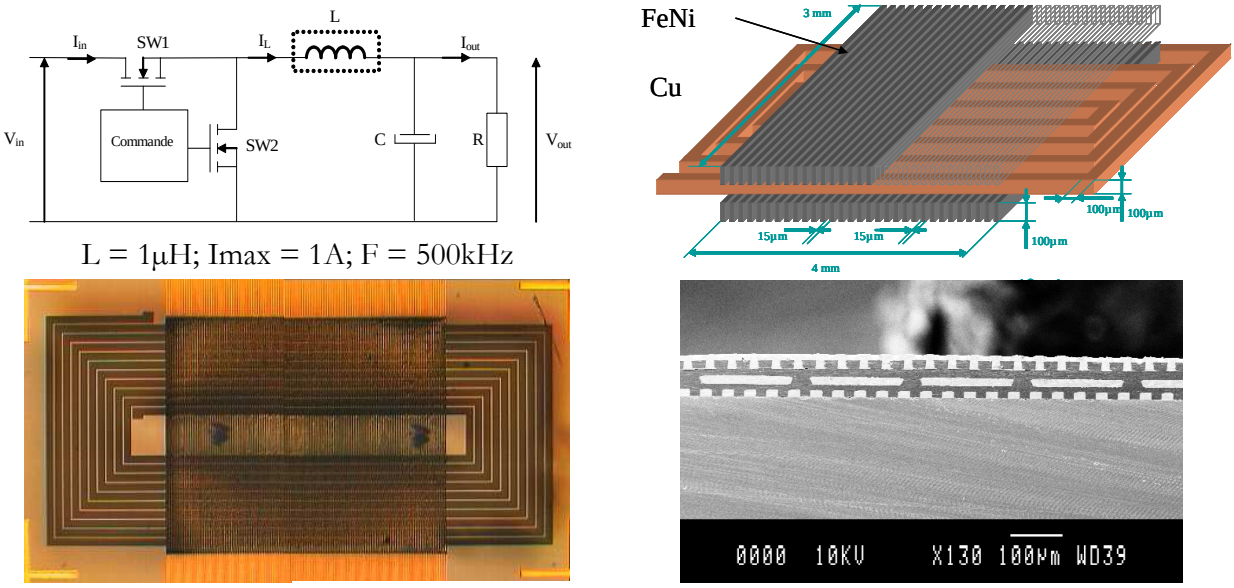


Figure I-10 : Intégration monolithique d'une inductance (thèse LEG J.M. Boggetto)

I.1.3.2. Les techniques de dépôt

Un des points délicats pour la mise en œuvre de cette technique est la difficulté que représente le dépôt de matériaux divers (matériaux magnétiques isolants conducteurs) de bonne qualité sur un substrat silicium. Plusieurs techniques développées en salle blanche permettent de faire ces dépôts et sont à choisir en fonction des caractéristiques physiques des matériaux à déposer et des caractéristiques des dépôts à réaliser. Les plus courantes vont être énumérées dans la suite. Tout d'abord, l'électrodéposition permet de déposer uniquement des matériaux conducteurs mais autorise des épaisseurs importantes (qq *10µm*) grâce à des vitesses de dépôt conséquentes (300nm/min). Une autre technique, le dépôt CVD (Chemical Vapor Deposition) qui consiste à utiliser une réaction chimique entre le substrat sur lequel on souhaite faire le dépôt et le matériau en phase vapeur, permet de déposer une grande variété de matériaux. En revanche la mise en œuvre est relativement complexe et sensible. Enfin la technique de dépôt PVD (Physical Vapor Deposition) appelé également sputtering présente l'avantage d'être plus simple à mettre en œuvre. Le principe est basé sur le bombardement d'une cible constituée du matériau à déposer à l'aide d'ions par l'intermédiaire d'un faisceau à vitesse relativement importante. On détache ainsi de la matière de la cible qui va venir se déposer, entre autre, à l'endroit où doit être réalisé le dépôt. Un masquage du support est nécessaire de manière à dessiner la forme voulue. Cette technique s'applique à tout type de matériau mais sa vitesse de dépôt est extrêmement lente (6nm/min), ce qui limite l'épaisseur de dépôt envisageable.

Cette possibilité d'intégration reste très éloignée du travail que nous avons effectué durant cette thèse de part les différences de possibilité qu'elle présente par rapport aux techniques d'intégration hybride. Ainsi, la façon d'aborder le dimensionnement est différent compte tenu d'une dimension verticale quasi inexistante du fait des très faibles épaisseurs résultantes des techniques de dépôt ; néanmoins, elle fait partie des possibilités sérieuses d'intégration des composants passifs.

I.1.4. Les contraintes de l'intégration

Si elle présente les atouts d'un encombrement moindre et des performances au moins égales voire meilleures qu'une solution discrète, l'intégration va faire naître de nombreuses contraintes plus ou moins délicates à surmonter. Que ce soit pour une intégration monolithique ou hybride, les points bloquants vont être sensiblement identiques. Ces derniers tournent autour des différents matériaux mis en œuvre, d'une thermique bien souvent difficile à contrôler et de la modélisation d'un tel dispositif planar difficile à affiner tant un grand nombre de phénomènes physiques non désirés entrent en interaction. Ces différentes contraintes sont abordées ci-dessous et font le sujet d'une analyse plus particulièrement dirigée vers l'intégration hybride qui nous concerne directement.

I.1.4.1. Les matériaux

Les matériaux pouvant être mis en œuvre dans le contexte de l'intégration des composants passifs se répartissent en trois familles en fonction de leurs propriétés physiques : les diélectriques, les magnétiques et les conducteurs. Une analyse est faite en première partie du chapitre, énumérant les différents matériaux disponibles et envisageables pour nos travaux. Dans cette analyse, nous nous sommes restreints aux problèmes que peuvent engendrer la mise en œuvre et les caractéristiques des matériaux au sein de nos dispositifs.

a) Matériaux magnétiques

Le matériau idéal devrait disposer d'une perméabilité relative ainsi que d'une induction à saturation élevée, afin de correctement canaliser les lignes de champ, tout en proposant une large bande passante et un niveau de pertes faible. Malheureusement, dans les matériaux réels, deux phénomènes physiques vont être à l'origine des pertes magnétiques : les pertes par courants de Foucault ainsi que les pertes par hystérésis. Elles apparaissent dans le circuit magnétique significativement dès que l'on atteint les *kHz*. Pour assurer des fonctionnements corrects pour des fréquences de fonctionnement de plus en plus élevées, il est nécessaire d'avoir recours à des

matériaux présentant des résistivités élevées si l'on souhaite maintenir faibles les courants induits. Dans ces conditions, le matériau magnétique ferrite présente des caractéristiques intéressantes grâce à une résistivité importante limitant ainsi les effets des courants induits. Malgré tout, les pertes vont dépendre non seulement de la fréquence mais aussi de l'induction maximale et de la température. Pour cela, une grande variété de matériaux ferrite existe grâce un large spectre de compositions permettant ainsi d'obtenir différentes caractéristiques. Le domaine fréquentielle d'application s'étend entre *10kHz* à plusieurs *GHz* pour les applications RF. En revanche ce matériau présente l'inconvénient d'être dur et donc délicat à usiner. Il est donc peu approprié pour des formes géométriques complexes qui pourraient permettre l'amélioration des performances du noyau magnétique. De plus, d'autres effets, engendrant des pertes supplémentaires peuvent également apparaître au sein d'un matériau magnétique en hautes fréquences tels que des effets locaux dans les angles du noyau ou au voisinage des entrefers engendrant des concentrations importantes de champ magnétique.

b) Matériaux diélectriques

Comme nous avons pu le voir tout au long de l'état de l'art fait sur l'intégration de composants passifs, les matériaux diélectriques vont être le principal point bloquant à l'extension des applications du concept d'intégration par regroupement de fonctions, plus spécifiquement au développement du composant LCT. En effet le dimensionnement de la partie capacitive de ce dernier est dépendant des performances diélectriques du matériau mis en œuvre. Aujourd'hui, les matériaux existants ne permettent pas d'obtenir des capacités à fortes valeurs en gardant des volumes faibles. Ce frein élimine, d'ores et déjà, la possibilité d'intégration de capacités de l'ordre du μF, autrement dit, il ne sera pas possible, en l'état, de réaliser les capacités que l'on peut retrouver dans les différents filtres CEM des convertisseurs d'électronique de puissance. Pour l'heure, les spécialistes se penchent sur l'élaboration de ce type de matériaux afin qu'ils puissent disposer de performances beaucoup plus importantes pour pouvoir envisager leur insertion au sein de dispositifs d'électronique de puissance autorisant, ainsi, une intégration de tous les éléments passifs d'une structure. Un condensateur présentant des imperfections, il faudra tenir compte du fait que l'utilisation de ces matériaux va engendrer des pertes diélectriques liées aux propriétés du matériau confronté au champ électrique. Des recherches visant à élaborer des couches de matériau céramique pouvant offrir des performances satisfaisantes pour des applications intégrées ont été abordées par le laboratoire CIRIMAT en collaboration avec le SATIE. A l'issue de ces travaux il est à noter qu'un grand nombre de difficultés sont encore à régler nécessitant des moyens importants pour en venir à bout et proposer des matériaux industrialisables. Aujourd'hui les aboutissements du développement industriel se résument à l'élaboration de plusieurs matériaux de type polyimide permettant en partie de répondre aux attentes de l'intégration de l'électronique de puissance. Ils ont l'avantage d'une souplesse

permettant une mise en œuvre plus aisé et plus adaptée à une utilisation multicouches, avec des épaisseurs relativement fines (à partir de *12µm*). Cependant ils restent relativement limités en terme de permittivité diélectrique relative (environ 10), ce qui restreint les performances en terme de densité capacitive (*nF/mm*). Nous en dirons plus au sujet de ces récents matériaux polyimide lors du chapitre *IV* (paragraphe *IV.1.1.3*).

c) Matériaux conducteurs

Les parties conductrices généralement réalisées en cuivre vont permettre la réalisation des bobinages des différents éléments inductifs (inductance et transformateur) ainsi que les électrodes des condensateurs. Les conducteurs vont également permettre d'effectuer les interconnexions entre les différentes couches et les différents composants du convertisseur. L'utilisation de la technologie planar simplifie la mise en œuvre des matériaux conducteurs en réduisant les longueurs d'interconnexions ce qui permet une réduction des pertes. En tous cas, quelqu'en soit l'usage, ces parties conductrices feront obligatoirement l'objet de circulations de courants et des effets non désirés seront générés :

- <u>effet de peau :</u> Il se traduit par une tendance à la concentration d'un courant circulant dans un conducteur sur ses extérieurs. La densité de courant va alors être plus importante sur les parties extérieures de la surface du conducteur réduisant d'autant sa surface effective. Afin que cette répartition de courant soit la plus homogène possible, il est important de s'assurer que le diamètre des conducteurs n'excède pas deux fois l'épaisseur de peau δ. Cette épaisseur de peau δ, dépendante de la fréquence, pouvant être évaluée par la relation *I-2*.

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}} \qquad \textbf{I-2}$$

avec ρ : résistivité du matériau ($\rho = 1{,}673 \Omega.m$ dans le cas du cuivre)
μ_0 : perméabilité de l'air ($4\pi 10^{-7}\, N/A^2$)
μ_r : perméabilité du matériau (1 dans le cas du cuivre)
f : fréquence de fonctionnement

Lors d'une réalisation bobinée, une solution pour répondre à la contrainte de l'effet de peau est l'utilisation de conducteur multibrins, ou fil de Litz, pour lequel tous les brins de faible section mis en parallèle permettent d'avoir au final la section de conducteur désirée. Côté technologie planar, de la même façon, plusieurs petits conducteurs peuvent être mis en parallèle de manière à former un seul conducteur. Malgré tout, suivant la disposition magnétique, ce principe peut engendrer d'autres perturbations telles que des courants de circulation.

- effet de proximité : La circulation d'un courant dans un conducteur va générer un champ magnétique de fuite pouvant venir perturber les conducteurs à proximité de ce premier. Ceci peut se traduire, selon le sens des courants, par une tendance des courants à circuler seulement sur les parties en vis-à-vis des conducteurs. Pour atténuer cet effet venant s'ajouter à l'effet de peau, il peut être intéressant d'écarter les conducteurs au risque d'augmenter le volume du produit final. Ceci va donc à l'encontre de l'idée d'intégration

- effet résistif : Comme tout matériau le conducteur dispose d'une résistivité qui va engendrer des pertes joules. La résistance continue d'un enroulement est définissable en fonction de la surface de cuivre ainsi que de la longueur moyenne de l'enroulement (*I-3*).

$$R_{DC} = \frac{\rho . l}{S} \qquad \textbf{\textit{I-3}}$$

avec ρ : résistivité du matériau ($\rho = 1{,}673 \Omega.m$ dans le cas du cuivre)
l : longueur moyenne de l'enroulement (m)
S : surface du conducteur (m^2)

Cette résistance, en raison des effets de peau et de proximité, va croître avec la fréquence, ce qui va accentuer d'avantage les pertes joules. Plusieurs méthodes, dont la méthode de Dowell [18-DOW66], permettent de calculer analytiquement les pertes cuivre. Cependant cette méthode ne s'applique que lorsque le champ magnétique présente des caractéristiques bien particulières et ne peut pas s'appliquer dans le cas ou le dispositif présente un entrefer au sein du noyau magnétique, ce qui sera notre cas. Dans ces conditions une autre méthode, développée au LEG au cours des travaux dirigés par J.P. Keradec, permet une évaluation de ces pertes. Elle se nomme la méthode « μ complexe » et consiste en une représentation du bobinage par un matériau homogène dont les caractéristiques magnétiques sont approximées par une perméabilité complexe [19-LAR02]. Toutefois, cette méthode reste extrêmement complexe et nécessite des développements complémentaires pour être applicable.

- effet de bord : Appelé encore couramment effet de tête de bobine », il se traduit par une forte concentration de la densité de courant aux extrémités d'un conducteur plat susceptible de se manifester en hautes fréquences. Celui-ci se rapproche physiquement de l'effet de peau.

- effet de l'entrefer : Un conducteur à proximité d'un entrefer peut également être exposé à des courants induits créés par l'épanouissement de lignes de champ magnétique

autour de l'entrefer. Une solution peut alors être de placer les conducteurs suffisamment éloignés de l'entrefer.

Tous ces effets vont augmenter les pertes et créer des points d'échauffement à divers points du dispositif, néanmoins, suivant le matériau utilisé et suivant la disposition magnétique envisagée, les conséquences de ces phénomènes peuvent être amoindries. Le matériau résistif est à choisir entre le cuivre, l'argent et l'aluminium. Parmi ceux-ci l'argent est le meilleur conducteur électrique et thermique mais aussi le plus coûteux. Les conductivités de l'aluminium et du cuivre qui sont sensiblement moins bonnes que celles de l'argent restent tout de même acceptables pour bon nombre d'applications. L'aluminium présente une résistivité plus élevée que celle du cuivre, ce qui implique d'utiliser des sections plus importantes pour un même cahier des charges. En revanche, l'aluminium présentant une masse volumique faible sera préféré pour des applications spatiales. Toutefois, dans notre application, nous nous restreindrons à l'utilisation du cuivre afin de pouvoir minimiser le volume du composant tout en restant dans des technologies classiques.

I.1.4.2. Maîtrise des échanges thermiques

Concernant le problème complexe de la thermique, deux approches sont envisageables. La première, la plus classique, basée sur l'expérience, permet de concevoir des produits en se fixant des limites telles que des densités de courant ou des inductions maximales dont on sait qu'elles permettrons un fonctionnement correct de l'ensemble. La thermique est ensuite gérée par une solution technologique permettant d'évacuer les calories engendrées par les pertes. La deuxième, plus scientifique mais aussi bien plus complexe, est de prévoir dès la conception les pertes et le problème du refroidissement afin de contrôler au mieux les performances du dispositif.

a) Approche classique

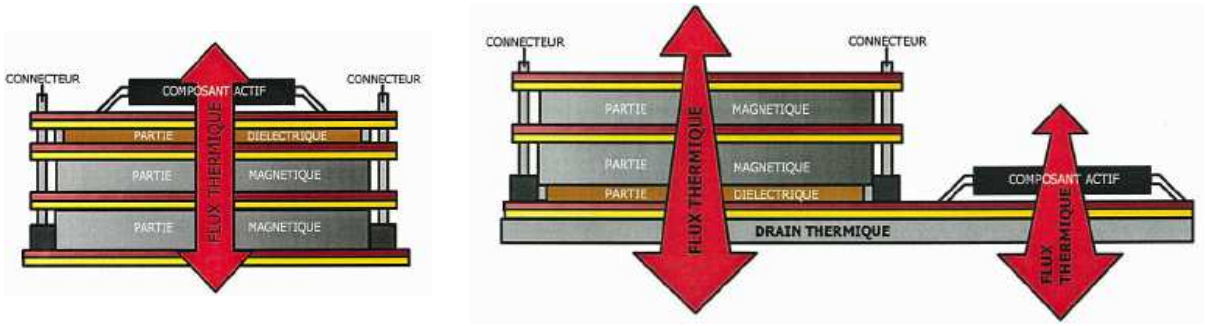


Figure I-11 : Répartition du flux thermique dans la structure PIAC (SATIE- WILMOT)

L'un des avantages de la technologie planar est de disposer de surfaces importantes permettant une meilleure évacuation de la chaleur et permettant, également, l'insertion aisée d'un dispositif d'évacuation thermique. En effet comme on peut le voir dans les structures PIAC développées par le SATIE, des drains thermiques ont pu être positionnés sous l'empilement de fonctions.

La *Figure I-11* illustre l'intérêt, dans le cas de la structure PIAC du SATIE, d'avoir une surface plus importante pour une meilleure évacuation de la chaleur [10-WIL04]. Le drain peut être classiquement un radiateur en aluminium à forte conductivité thermique. Afin de répondre à une démarche d'intégration, le drain peut également être un caloduc équivalent à un conducteur thermique à forte conductivité [20-GIL03]. Quelle que soit la solution technologique choisie pour l'évacuation de la chaleur, celle-ci vient à l'encontre de la philosophie d'intégration qui est la réduction de volume. Malheureusement, cette approche est souvent celle adoptée industriellement. Certes, elle permet de se délester d'une forte contrainte et d'obtenir des produits finaux à très faible volume pour de forte puissance mais elle ne permettent pas de s'affranchir de dispositif de refroidissement, souvent volumineux pour obtenir un fonctionnement fiable du convertisseur.

b) Approche scientifique

Prendre le problème de dimensionnement par la thermique permet de garantir le dimensionnement optimal des dispositifs. En effet, la température de fonctionnement du convertisseur est l'indicateur le plus sûr pour sa fiabilité. Cette approche nécessite toutefois une modélisation des tous les phénomènes générateurs de pertes mais aussi des diverses possibilités physiques d'échange de chaleur à savoir [21- EYG97]:

- <u>La conduction :</u> La transmission de chaleur se fait à travers la matière par échauffement moléculaire.
- <u>La convection :</u> L'échange de chaleur s'effectue entre une matière et un fluide en mouvement comme l'air ambiant par exemple.
- <u>Le rayonnement</u> : La propagation de chaleur s'effectue à travers des ondes électromagnétiques entre deux matières.

Nous ne rentrerons pas dans les détails analytiques de chacun de ces phénomènes. Compte tenu de la complexité d'un agencement planar avec les différents types de corps présents dans un tel dispositif (type LCT) la mise en équations thermique s'avèrent extrêmement lourde, et rend la modélisation thermique complexe. Cette étude ne fut pas l'objet de nos travaux mais aurait pu être abordée en adoptant une approche telle que celle développée au SATIE [11-ARA06].

I.1.4.3. Modélisation des dispositifs

On a pu voir qu'un grand nombre d'effets interviennent dans le comportement d'un dispositif électromagnétique et seraient à prendre en compte pour une modélisation la plus fine possible de l'ensemble. Ceci implique un travail important de modélisation à réaliser sur le dispositif intégré en lui-même. En effet, les performances et le comportement de celui-ci sont fonction d'un grand nombre de paramètres qui ne sont pas tous aisément quantifiables. Ce travail de modélisation repose finalement sur un important développement analytique des différents phénomènes physiques (effet de peau, effet de proximité, effet résistif, effet thermique…). Compte tenu de la complexité analytique, la modélisation d'un tel dispositif devrait faire l'unique objet d'une étude tel que des travaux de thèse afin de définir un modèle de base solide et adaptable à diverses applications. Ce travail de modélisation, bien qu'étant l'un des points primordial, n'était pas notre objectif principal. Néanmoins, notre approche de modélisation se résume à l'analyse des agencements envisageables à partir des différentes connaissances que nous maîtrisons actuellement (modélisation de transformateur et schéma à réluctance équivalent). De la sorte, certains effets perturbateurs sont donc subis et non maîtrisés analytiquement. Toutefois, des outils de simulations complémentaires peuvent amener une évaluation des effets qui n'ont pas été modélisés et de cette façon prévoir en partie leurs conséquences avant la réalisation d'un prototype. Il reste clairement dans ce domaine un travail conséquent à fournir pour affiner la maîtrise d'un dispositif multicouche comme le composant LCT.

I.2. Le LCT

I.2.1. Principe

L'idée de base consiste à rassembler en un seul système physique les composants passifs habituellement rencontrés sous forme discrète dans une structure de conversion.

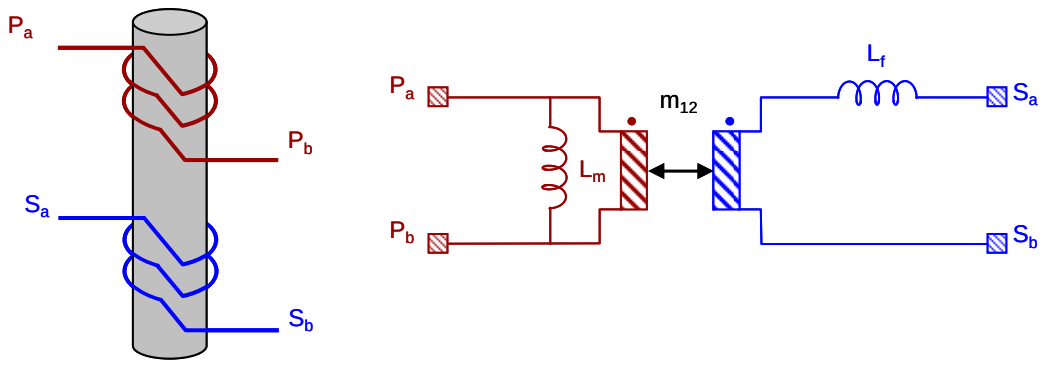


Figure I-12 : Principe et modélisation d'un transformateur à deux enroulements

Les composants visés sont les inductances, les condensateurs ainsi que les transformateurs qui sont présents dans un grand nombre de structures. Le principe de cette intégration fonctionnelle est illustré par la Figure *I-12*. Pour réaliser un tel dispositif, nous partons d'un transformateur à deux enroulements classiques. Pour mettre en oeuvre cette fonction, il est nécessaire de disposer d'un noyau magnétique autour duquel sont disposés les bobinages primaire (P_a, P_b) et secondaire (S_a, S_b). La fonction « T » est identifiée. Ce transformateur, de par la modélisation du couplage magnétique, induit naturellement des effets de fuites liées essentiellement au choix de placement des bobinages. Nous verrons plus tard que cette inductance de fuite peut être contrôlable et exploitée afin de remplir la fonction « L » selon l'application visée.

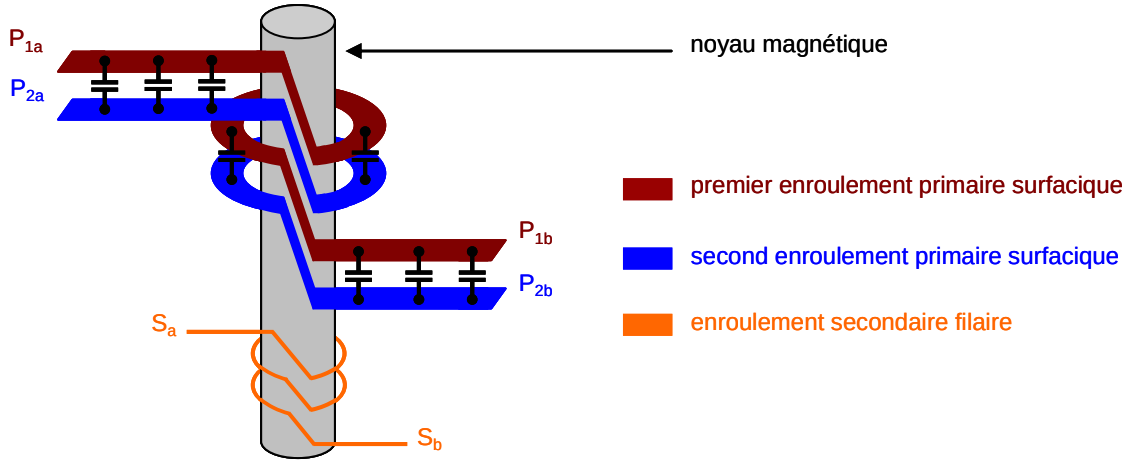


Figure I-13 : Principe du composant LCT

Afin d'introduire un effet capacitif au dispositif, il est nécessaire d'effectuer des modifications physiques et géométriques de l'enroulement primaire. En effet, il s'agit dans un premier temps de dédoubler ce bobinage. Ces derniers ne seront pas de formes filaires, mais constitués par des feuilles de cuivre isolées afin d'obtenir deux surfaces en regard. Ensuite un matériau diélectrique est inséré entre ces deux enroulements primaires (P_{1a}, P_{1b}) et (P_{2a}, P_{2b}) afin de créer l'effet capacitif. En dimensionnant les surfaces de conducteur en regard, la capacité désirée devient contrôlable et intégrable au sein du composant LCT. Ceci permet d'obtenir la troisième fonction « C ». L'enroulement secondaire (S_a, S_b) peut rester classique, de type bobiné, afin de limiter les effets capacitifs entre spires ainsi qu'entre enroulements. La Figure *I-13* permet d'illustrer le principe du dispositif LCT rassemblant les trois fonctions en une seule.

Nous avons à notre disposition un principe d'intégration intéressant. Il est nécessaire de pousser l'analyse en modélisant ce dispositif de façon à bien comprendre comment ce composant peut être mise en œuvre dans des applications adaptées.

I.2.2. Modélisation

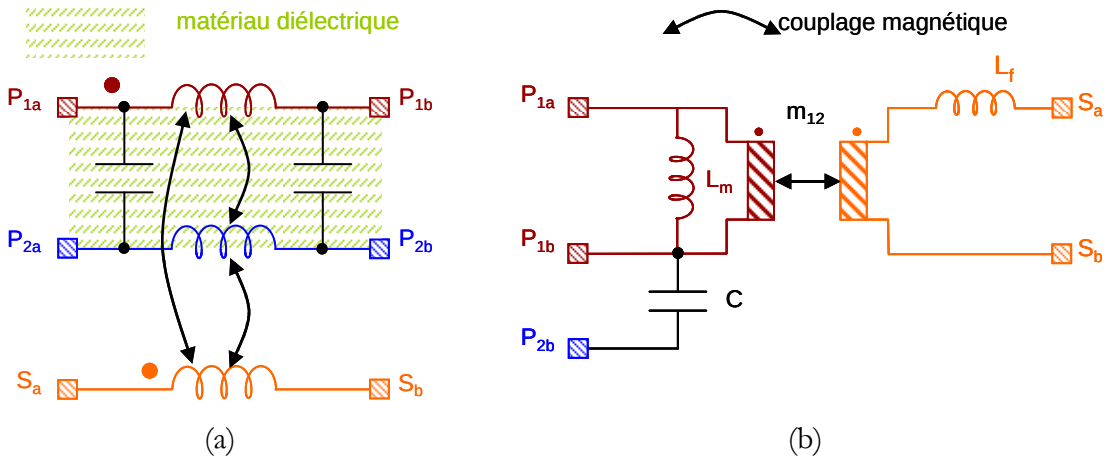


Figure I-14 : Modélisation du composant LCT

La capacité créée entre les deux primaires est en réalité une capacité à valeur répartie (Figure *I-14a*). Toutefois, il est possible de modéliser les effets inductifs et capacitifs séparément afin d'obtenir un schéma à constantes localisées illustré par la Figure *I-14b*. En effet, en considérant l'enroulement primaire situé entre les bornes P_{1a} et P_{1b}, on distingue un transformateur classique à deux enroulements présentant une inductance de fuite L_f. En regardant ce dispositif par les bornes P_{1b} et P_{2b} Il est possible d'annuler l'effet magnétique. Dans ce cas, le courant va circuler dans les deux enroulements primaires P_1 et P_2, le passage de l'un à l'autre s'effectuant par la capacité répartie. Le courant injecté dans la borne P_{1b}, va créer des ampères-tours dans le sens horaire alors que ce même courant va passer dans le second enroulement primaire par l'intermédiaire de la capacité pour circuler cette fois-ci dans le sens inverse et ressortir par la borne P_{2b}. De cette façon, l'effet magnétique est annulé, seule la capacité entre ces deux bornes reste visible. On retrouve donc ici un comportement similaire à celui observé dans les bus barres [22-GUI06]. Le raisonnement est le même si les bornes d'entrée choisies sont P_{1a} et P_{2a}. Le principe d'annulation de l'effet magnétique ne sera pas utilisé dans le cadre du fonctionnement normal du LCT mais il permet de montrer qu'une capacité est également visible et disponible dans ce cas de figure.

La possibilité de dissocier l'effet inductif de l'effet capacitif permet donc d'identifier un tel dispositif élément par élément. Des mesures d'impédance effectuées sur une large plage de fréquences lors de l'analyse pratique du prototype seront présentées de manière plus détaillée dans le chapitre *IV*. Ces essais permettront d'étudier le comportement du dispositif en fonction de la fréquence.

I.2.3. Différents modes de connexions

Désormais, la modélisation ainsi que le principe du composant LCT ayant été détaillés, différents modes de connexions apparaissent envisageables. En effet un certain nombre de connexions, entre les diverses bornes disponibles, sont à faire en fonction de l'application à laquelle le dispositif LCT doit répondre. Afin d'illustrer cette partie, les applications à résonance peuvent être prises comme exemple. Comme il sera développé dans le chapitre suivant, de nombreuses structures d'électronique de puissance fonctionnent autour du principe de la résonance. Deux configurations se distinguent, à savoir les circuits à résonance série et ceux à résonance parallèle auxquelles le composant LCT doit pouvoir répondre en terme de réalisation en choisissant judicieusement les connexions à réaliser.

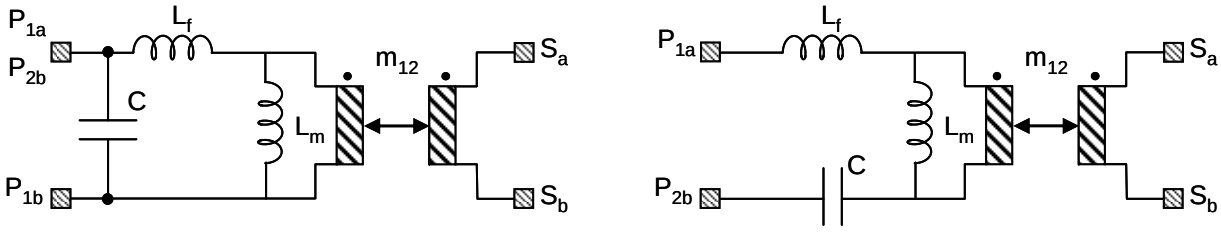
I.2.3.1. Connexions adaptées à des circuits résonants

a) Résonance parallèle

Nous pouvons facilement obtenir une résonance parallèle en plaçant les bornes d'entrée de l'enroulement primaire entre P_{1a} et P_{1b}. Pour compléter ce circuit il est nécessaire de relier les bornes P_{1a} et P_{2b} afin de ramener la capacité en parallèle (Figure *I-15a*). Le modèle magnétique du transformateur disposant d'une inductance de fuite, celle-ci peut être aisément placée en série sur l'enroulement primaire ou sur l'enroulement secondaire comme le montre la Figure *I-12*, à la différence prêt du rapport de couplage au carré, soit m_{12}^2. La résonance obtenue se produit entre l'inductance de fuite L_f ainsi que la capacité C.

b) Résonance série

De manière similaire, la résonance série est réalisable en choisissant comme bornes d'entrée les terminaisons P_{1a} et P_{2b}. de manière à placer la capacité C en série avec l'enroulement primaire, il faut alors laisser les bornes P_{2a} et P_{1b} sans connexion (Figure *I-15b*). La résonance série résultante est due à l'inductance de fuite L_f et à la capacité C.



(a) : résonance parallèle (b) : résonance série

Figure I-15 : Modes de connexions des circuits résonants

I.2.3.2. Connexions adaptées à d'autres types de circuits

Les applications à résonance ne sont pas les seules adaptées au composant LCT, la première partie du chapitre *II* traite plus en détails ce sujet. Cette nouvelle orientation d'applications visées est l'un des objectifs premiers de ces travaux. Dans ce contexte, il faut garder à l'esprit que les modes de connexions présentées ne résument pas le champ d'applications du dispositif LCT à des applications résonantes. Nous cherchons au contraire son utilisation et son adaptabilité à d'autres modes de conversion.

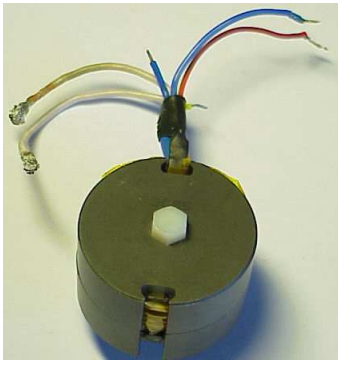
Néanmoins des travaux ayant déjà été réalisés au sujet d'une application à résonance sont abordés dans le prochain paragraphe.

I.2.4. Les prototypes réalisés

Différents travaux ont déjà été conduits au G2ELab autour du composant LCT au cours de deux thèses que nous allons résumer brièvement ci-après.

I.2.4.1. Vers le composant LCT

La première thèse a été menée par Khaled Laouamri entre 1999 et 2001 a apporté une première contribution à l'intégration des composants passifs d'une alimentation à découpage avec correction du facteur de puissance [23-LAO03]. Au cours de ces travaux une première partie a été consacrée aux applications de la théorie des lignes de transmission en électronique de puissance. Une comparaison a été faite entre les résultats issus de la théorie et les calculs par constantes localisées donnant satisfaction sur la gamme de fréquence de fonctionnement classiquement utilisée en électronique de puissance. Ces calculs à constantes localisées ont permis alors d'établir et de valider le modèle d'un dispositif LCT. Ensuite cette étude de ligne de transmission s'est étendue à des études de circuit multicouches permettant une mise en série ou parallèle des divers éléments passifs du composant LCT.



Noyau magnétique : pot P42/29
Inductance de résonance : $Lr = 5.4\mu H$
Capacité de résonance : $Cr = 10.6nF$

Figure I-16 : LCT bobiné de Khaled Laouamri (G2ELAB)

Une validation expérimentale a été faite à travers la conception et la caractérisation d'un composant LCT bobiné intégré au sein d'un convertisseur à résonance de 300W. Ce premier prototype a permis de valider le principe du LCT permettant d'utiliser les éléments parasites inductifs et capacitifs du dispositif. La technologie et la mise en œuvre n'étant pas encore maîtrisée le rendement restent encore médiocre (74%). Ces premiers résultats ont été encourageants pour continuer sur cette voie de l'intégration et envisager des réalisations multicouches nécessitant une meilleure approche technologique et devant offrir de meilleures performances.

I.2.4.2. Le composant LCT planar

La réflexion à propos de l'intégration de composants passifs à base du dispositif LCT, a pris de l'ampleur lors des travaux de thèse de Philippe Goubier [24-GOU03] entre 2000 et 2003. Toujours dans le cadre d'une application à résonance nécessitant une faible valeur capacitive (*3,4nF*), l'étude s'est portée sur l'approfondissement d'une mise en œuvre d'un composant LCT par la technologie planar bien adaptée dans une optique de réduction de volume.

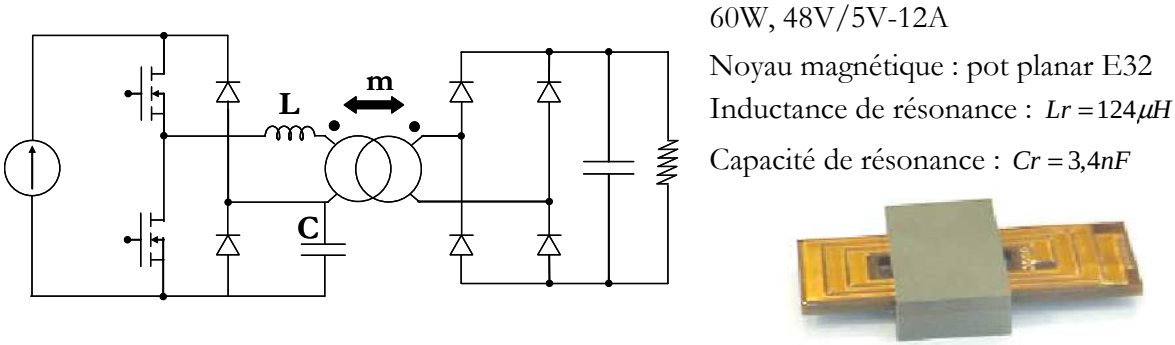


Figure I-17 : LCT planar de Philippe Goubier (G2ELAB)

Cette étude a fait également l'objet d'une comparaison entre une solution planar et une solution à composants discrets qui a montré un gain en terme de volume mais aussi d'un point de vue du rendement final de la structure. En effet, pour un composant LCT intégré par rapport à une solution discrète le nombre de connexions et la quantité de cuivre sont grandement diminués, et le fait de regrouper trois composants en un, limite non seulement l'encombrement mais aussi les effets électromagnétiques. Toutefois cette solution d'intégration s'avère cantonnée à une application à résonance vu les performances qu'offrent les matériaux mis en œuvre, ce qui pousse d'avantage à la réflexion pour assurer un avenir plus vaste à ce dispositif LCT.

C H A P I T R E I

L'INTÉGRATION DES COMPOSANTS PASSIFS APPLIQUÉE À L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

CONCLUSION

On a pu voir les différentes techniques et travaux déjà réalisés au sujet de l'intégration de composants passifs d'un convertisseur d'électronique de puissance ainsi que les contraintes liées à ces techniques. Plusieurs acteurs majeurs sont impliqués dans ce type d'étude et ont donnés naissance à divers concepts d'intégration relativement proches les uns des autres. Ceux-ci ont été catalogués en deux types de famille, les techniques hybrides d'empilement de fonctions (la structure PIAC du SATIE ou encore le convertisseur emPIC de l'équipe J.D. van Wyk) et celles de regroupement de fonctions (le concept IPEM de l'équipe J.D. van Wyk, le concept flex PCB de l'équipe J.A.Ferreira ou encore le composant LCT du G2Elab). Le dispositif se distinguant au sein du laboratoire G2Elab depuis quelques années se trouve être le composant passif LCT. Tous les travaux dont il a fait l'objet, nous ont encouragés à continuer sur la même voie.

De manière à faire évoluer ce concept, nous allons nous concentrer sur la conception d'un prototype LCT pouvant être appliqué à un convertisseur autre qu'une structure résonante afin d'élargir le champ d'action de ce composant. En effet il serait dans l'intérêt d'un tel dispositif de pouvoir étendre ses domaines d'applications à des structures dites à commutation dure comme par exemple les plus courantes utilisées, le flyback et le forward. Pour que cette évolution soit envisageable, le principal point bloquant devant être nettement amélioré reste les matériaux diélectriques peu performants actuellement pour des intégrations de fortes capacités par le biais d'un dispositif LCT. Néanmoins, notre recherche d'une nouvelle application a convergé vers une nouvelle structure à commutation douce dans laquelle on peut retrouver une capacité servant à la fois d'écrêtage et de contrôle de la démagnétisation de l'élément magnétique. Celle-ci se nomme structure MET et fait l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II : La structure MET

C H A P I T R E II

LA STRUCTURE MET

INTRODUCTION

Après avoir dressé un bref état de l'art à propos de l'intégration en électronique de puissance et plus particulièrement celle destinée aux composants passifs d'un convertisseur, il est temps de rentrer au cœur de ces travaux, à savoir une nouvelle structure d'application du dispositif LCT. En effet comme il a été dit au cours du premier chapitre ce dispositif fut mise en œuvre uniquement pour des applications de convertisseur à résonance. Pour rendre ce concept attrayant industriellement il faudra qu'il puisse être adaptable à des convertisseurs plus fréquemment utilisés et réalisés. Nous allons donc au cours de ce chapitre, dans premier temps, faire un tour d'horizons des différentes structures déjà existantes dans les ouvrages de l'électronique de puissance en confrontant une éventuelle implantation du composant LCT à celles-ci. Le but est de tester l'adaptabilité du dispositif et éventuellement d'introduire de nouvelles structures. Cette étude va aboutir sur une nouvelle structure à transfert d'énergie mixte (structure MET) qui se base sur le principe d'un forward. Ce chapitre présente cette nouvelle structure MET et son fonctionnement dans lequel nous verrons que la capacité d'écrêtage joue également un rôle de stabilité magnétique. Ensuite un important travail concerne le dimensionnement de cette structure basé sur un transformateur à 3 enroulements dont le modèle magnétique est incorporé à l'analyse ainsi que l'agencement magnétique pris en compte. Il est nécessaire de finaliser le dimensionnement pour affiner la compréhension du fonctionnement de cette structure qui s'avère relativement complexe à mettre en équation.

Sommaire

II.1. Tour d'horizon des différentes structures susceptibles d'être adaptées au LCT57

II.1.1. Les structures dites « classiques » ... 57

II.1.1.1. Commutation dure ... 57

II.1.1.2. Commutation douce ... 58

II.1.2. Vers de nouvelles structures ... 60

II.2. Présentation de la structure MET ... 60

II.2.1. Introduction de la structure MET ... 60

II.2.1.1. Le contexte d'étude ... 60

II.2.1.2. Le cahier des charges ... 61

II.2.1.3. Le LCT dans la structure MET ... 62

II.2.2. Description du fonctionnement ... 63

II.2.2.1. Description de la phase 1 ... 63

II.2.2.2. Description de la phase 2 ... 64

II.3. Dimensionnement de la structure MET ... 65

II.3.1. Modélisation du transformateur à 3 enroulements ... 65

II.3.2. Choix d'un agencement ... 67

II.3.2.1. Les agencements envisagés ... 68

II.3.2.2. Mise en équation de l'agencement retenu ... 69

II.3.3. Identification des paramètres du transformateur ... 70

II.3.4. Formes d'ondes théoriques de la structure MET ... 71

II.3.4.1. Le courant de sortie ... 71

II.3.4.2. Le courant magnétisant ... 72

II.3.4.3. Le courant primaire ... 73

II.3.4.4. La capacité d'écrêtage Cr ... 73

II.3.4.5. Les contraintes des semi-conducteurs ... 74

II.3.4.6. Les conditions aux limites ... 75

II.3.4.7. Les flux magnétiques ... 76

II.3.4.8. Les formes d'ondes théoriques ... 77

II.3.5. Dimensionnement de la structure MET ... 78

II.3.5.1. Relation entrée/sortie ... 78

II.3.5.2. Les capacités de la structure ... 78

II.3.5.3. Procédure de dimensionnement ... 79

II.3.5.4. Résultats numériques ... 85

II.3.5.5. Calcul de l'encombrement pris par le circuit LCT ... 86

II.1. Tour d'horizon des différentes structures susceptibles d'être adaptées au LCT

L'objectif de ce premier paragraphe est d'effectuer un tour d'horizon succinct des structures de l'électronique de puissance concernées par notre application. Il s'agit d'identifier la partie passive de chaque convertisseur pour étudier l'adaptabilité du dispositif LCT à celle-ci. Les applications visées étant des alimentations à découpage de faibles puissances, nous restreignons notre recherche à celles-ci. Il existe deux grandes familles : les convertisseurs à commutation dure (les plus utilisés industriellement) et les convertisseurs à commutation douce, ayant fait l'objet récemment de nombreuses solutions suscitant de nombreux cas d'études théoriques [25-FER99].

II.1.1. Les structures dites « classiques »

II.1.1.1. Commutation dure

a) Famille des hacheurs non isolés

Les structures de bases (sans isolement galvanique) sont représentées Figure *II-1*.

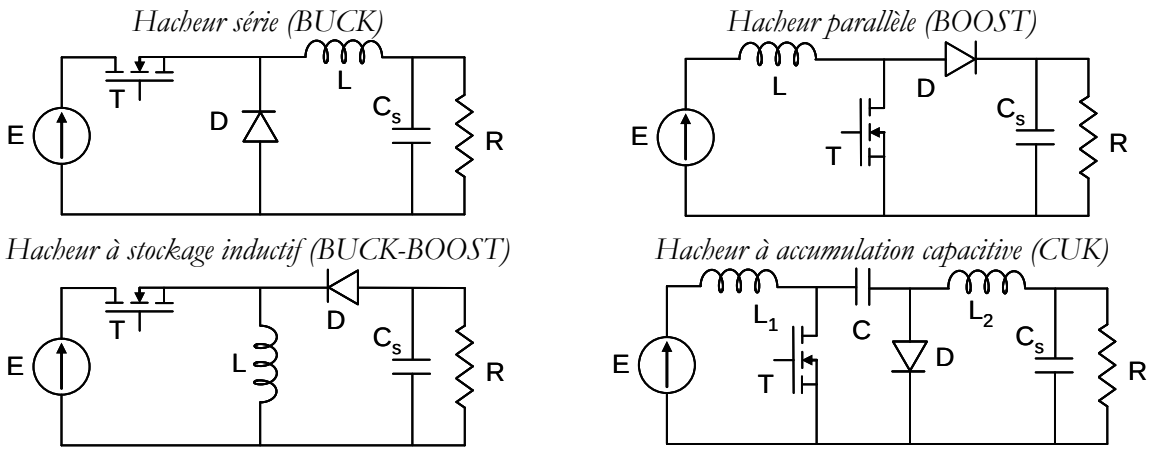


Figure II-1 : Hacheurs non isolés

Dans chacune de ces structures les parties passives intégrables incluent la capacité de sortie ainsi que la ou les inductances permettant le stockage de l'énergie. L'intégration aboutit à un dispositif LC. Malgré tout, si l'on regarde les performances des matériaux diélectriques convenant à ce type d'intégration et actuellement disponibles sur le marché, la possibilité de réaliser de fortes capacités est difficilement envisageable. Ceci interdit la réalisation de la capacité de sortie de forte valeur. Le recensement des matériaux diélectriques sera effectué au cours du chapitre *IV* (paragraphe *IV.1*). Cette manque de matériaux diélectriques appropriés fait qu'il est difficilement concevable d'adapter le composant LCT à ces de structures classiques.

b) Alimentations à découpage isolées

Afin de mettre en valeur le principe du LCT il est souhaitable de faire apparaître une isolation galvanique, à savoir un transformateur. Toutes les topologies hacheurs énumérées précédemment peuvent inclurent une isolation. Ainsi par exemple, le hacheur à stockage inductif devient la structure flyback après insertion d'un transformateur jouant le rôle d'inductances couplées. Ce type de convertisseur est classé dans la famille des alimentations à découpage isolées. Un grand nombre de topologies assurent l'isolation, la Figure *II-2* représente les deux plus utilisées.

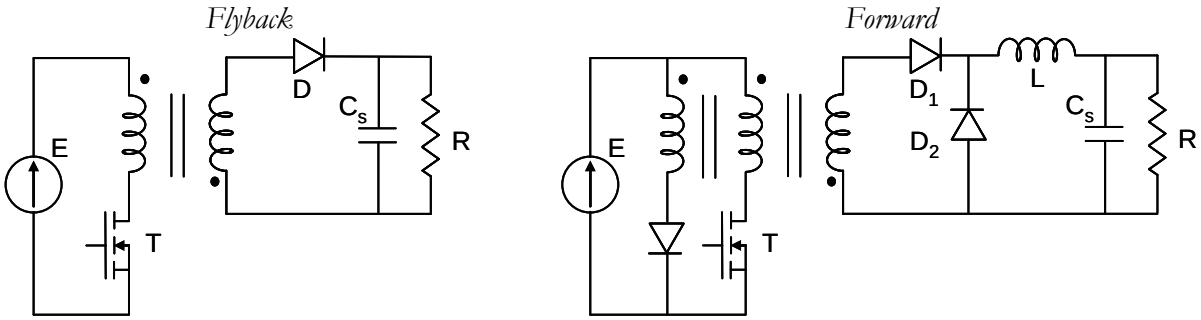


Figure II-2 : Alimentations à découpage isolées

A première vue, ce genre de topologie apparaît plus apte à exploiter un dispositif LCT puisque, cette fois, un élément magnétique permettant l'isolation galvanique est présent. Cette apparente adéquation est d'autant plus intéressante que ces topologies sont très utilisées industriellement. Néanmoins, au même titre que dans le cas des structures non isolées, pour mettre en valeur la fonction C du composant LCT, il faudrait pouvoir intégrer la capacité de sortie. Cette dernière, étant de l'ordre du μF voire de la dizaine de μF (afin d'assurer une ondulation de tension de sortie raisonnable) on se heurte à la difficulté signalée plus haut, relative aux piètres performances physiques des matériaux diélectriques disponible sur le marché. Ainsi, l'emploi du LCT dans des structures classiques à commutation dure demeure difficilement concevable.

II.1.1.2. Commutation douce

a) Bref état de l'art

Les structures à commutation naturelle nécessitent des capacités d'un ordre de grandeur voisin de la dizaine de *nF*. Ce type de convertisseur s'est développé récemment et a largement ouvert la réflexion sur la recherche de nouvelles structures d'électronique de puissance. Ces alimentations fonctionnant en commutation naturelle permettent de répondre à des cahiers des charges spécifiques à hautes fréquences ou fortes puissances. L'accroissement de la fréquence de

découpage a été le principal moteur de nombreuses réflexions car il permet d'envisager une réduction proportionnelle au volume des composants passifs. En revanche, ceci entraîne une augmentation des pertes par commutation des interrupteurs de puissance. Afin de rendre cette approche viable, il est nécessaire de faire évoluer les modes de commutation afin de limiter les pertes liées aux semi-conducteurs. La clé du problème est d'utiliser la commutation spontanée des interrupteurs car, en effet, un interrupteur commutant naturellement ne présente pas de pertes par commutation. C'est dans ces conditions que l'on peut bénéficier de l'augmentation de la fréquence de découpage. Pour réaliser ceci, des éléments passifs sont insérés judicieusement de manière à obtenir les résonances souhaités (classiquement série ou parallèle) permettant de gérer les commutations spontanées d'une structure de ce type. Ces topologies peuvent être classées en deux familles : les quasi-résonantes, et les complètement résonantes.

Les alimentations quasi-résonantes sont réservées généralement à des applications de faibles puissances. Le principe de ces convertisseurs est de remplacer, dans les structures classiques, les interrupteurs entièrement commandés par des interrupteurs dont une des commutations est obtenue spontanément grâce à un circuit résonant. Une courte phase de résonance entraîne l'annulation de la grandeur souhaitée, ce qui justifie le nom de « quasi-résonants ». C'est le type de convertisseur qui se rapproche le plus des alimentations à découpage à commutation dure. La base des topologies possibles pour ces convertisseurs étant la famille des hacheurs isolés ou non, un grand nombre de possibilités existe et l'on doit choisir selon le mode de commande désiré et l'application visée. Il serait trop long et inutile d'énumérer toutes les possibilités de structures. A titre d'exemple une structure quasi-résonante a été développée et adaptée au composant LCT au cours du premier chapitre [24-GOU03].

Le principe des convertisseurs à résonance repose, comme pour les structures quasi résonantes, sur l'exploitation des propriétés des circuits résonants pour obtenir des commutations naturelles de chaque interrupteur présent dans la structure. La différence est que, pour les premiers, la résonance se prolonge tout au long de la période de fonctionnement et qu'elle est également employée pour le contrôle du transfert d'énergie.

Malgré les avantages de telles structures, l'intérêt industriel n'est pas toujours de leur coté car leur mise en oeuvre reste moins triviale que celle des structures à commutation dure actuellement les plus utilisées.

b) Adaptabilité à l'intégration d'un composant LCT

L'aptitude à réaliser des capacités enterrées de faibles volumes se limite actuellement à des

valeurs de l'ordre de la dizaine voire de la centaine de *nF*, compte tenu des matériaux diélectriques aujourd'hui disponibles. Les capacités utilisées au sein des structures à circuit résonant, sont de cet ordre de grandeur ; c'est pourquoi, nous poursuivrons l'intégration dans cette voie qui consiste à marier le composant LCT avec les structures à commutations douces.

II.1.2. Vers de nouvelles structures

Comme il a été précisé, l'un des objectifs est d'intégrer le dispositif LCT à un convertisseur susceptible d'éveiller l'intérêt industriel. Nous nous focaliserons donc sur une structure faisant partie des alimentations à découpage à commutation dure. En version isolée, les plus courantes sont le flyback et le forward, cependant nous avons vu qu'il est actuellement technologiquement impossible d'exploiter ce composant au sein de tel convertisseur en raison de la faible capacité qu'il peut offrir. Néanmoins, il est possible de faire évoluer ce genre de topologie. En effet dans un forward classique nous disposons des éléments LT à travers le transformateur à trois enroulements et l'inductance de sortie. Bien souvent, des circuits de CALC et ou d'écrêtage sont requis pour limiter les surtensions inévitables au moment des commutations sur les interrupteurs. Nous pouvons donc imaginer une structure à commutation dure dans laquelle il serait nécessaire d'utiliser un circuit écrêteur utilisant un élément capacitif. De plus la réalisation du transformateur et de l'inductance nécessitant deux noyaux magnétiques, il serait intéressant de prévoir leur intégration au sein d'un même circuit magnétique. Enfin, les modèles des transformateurs étant maintenant bien maîtrisée, il est judicieux de les prendre en compte dans cette réflexion. En tenant compte de tous ces éléments, l'analyse a donné naissance à une structure originale à commutation douce répondant à tous les critères souhaités que nous nommons MET (Structure à Transfert d'Energie Mixte) et qui est étudiée en détail au cours du paragraphe suivant.

II.2. Présentation de la structure MET

II.2.1. Introduction de la structure MET

II.2.1.1. Le contexte d'étude

Les raisons qui nous ont conduits à l'étude de cette structure ont été introduites et explicitées dans le paragraphe précédent. Néanmoins, nous allons compléter cette motivation et justifier ce choix en présentant de manière plus détaillée la structure à transfert d'énergie mixte illustrée Figure *II-3*. Commençons par recentrer le contexte autour du fil directeur de ces travaux : l'intégration des composants passifs dans les applications de l'électronique de puissance. Il est

clair que le dispositif LCT sera intéressant industriellement quand il sera adapté et maîtrisé pour des applications couramment utilisées. Pour l'heure, la structure MET répond en partie à cette attente dans le sens où le fonctionnement est assimilable à celui du forward tout en introduisant la commutation douce. Le forward étant une structure dite classique et dont l'utilisation dans le milieu industriel est très fréquente pour diverses applications, notamment pour les structures basse tension – fort courant. De plus elle apporte une innovation de par son fonctionnement et sa possibilité d'intégration des composants passifs. Il reste à définir un cahier des charges ciblé sur ce type d'applications destinées au monde de l'aéronautique, l'automobile, le spatial et toutes autres domaines utilisant des dispositifs embarqués basse tension.

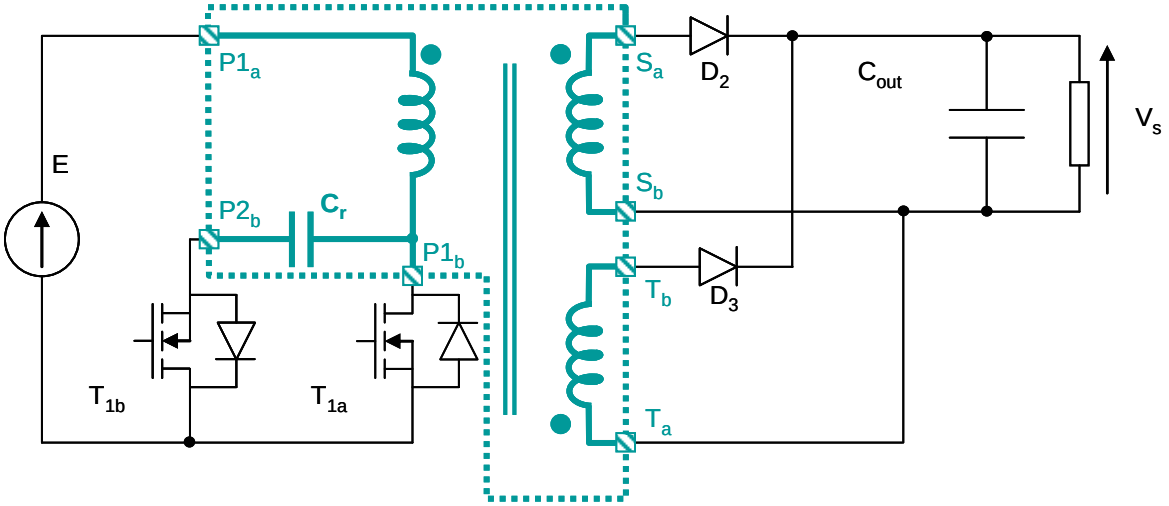


Figure II-3 : Structure à transfert d'énergie mixte (MET)

II.2.1.2. Le cahier des charges

Les principales caractéristiques sont citées ci-dessous. Elles figent la base du cahier des charges auquel l'étude doit répondre. Le cahier des charges a été construit à partir de deux critères auxquels doit répondre le dimensionnement de la structure MET. Tout d'abord les applications visées étant de nature embarquée, la gamme de puissance ainsi que la nécessité de compacité et de performances en terme de rendement sont des exigences fixées par ce domaine. Les puissances de fonctionnement de tels convertisseurs sont inférieures à *300W*. Ces dispositifs demandent une forte robustesse ainsi qu'une intégration conséquente de manière à avoir de fortes densités de puissance. Le deuxième critère à partir duquel nous avons défini le cahier des charges, est basé sur les travaux précédemment effectués au sein du laboratoire concernant le LCT. En effet nous voulons avoir des points de comparaison entre notre dispositif et les précédents. A partir de ce critère, nous avons fixé un cahier des charges en adéquation avec les travaux de la thèse de Philippe Goubier datant de 2003 [24-GOU03]. Notre structure doit répondre à une tension de

sortie de *5V* à partir d'une tension d'entrée de *50V*. Ces niveaux de tensions sont régulièrement présents dans les divers réseaux des applications embarquées. Le convertisseur devra fournir une puissance de *60 W* et découper à *250 kHz*.

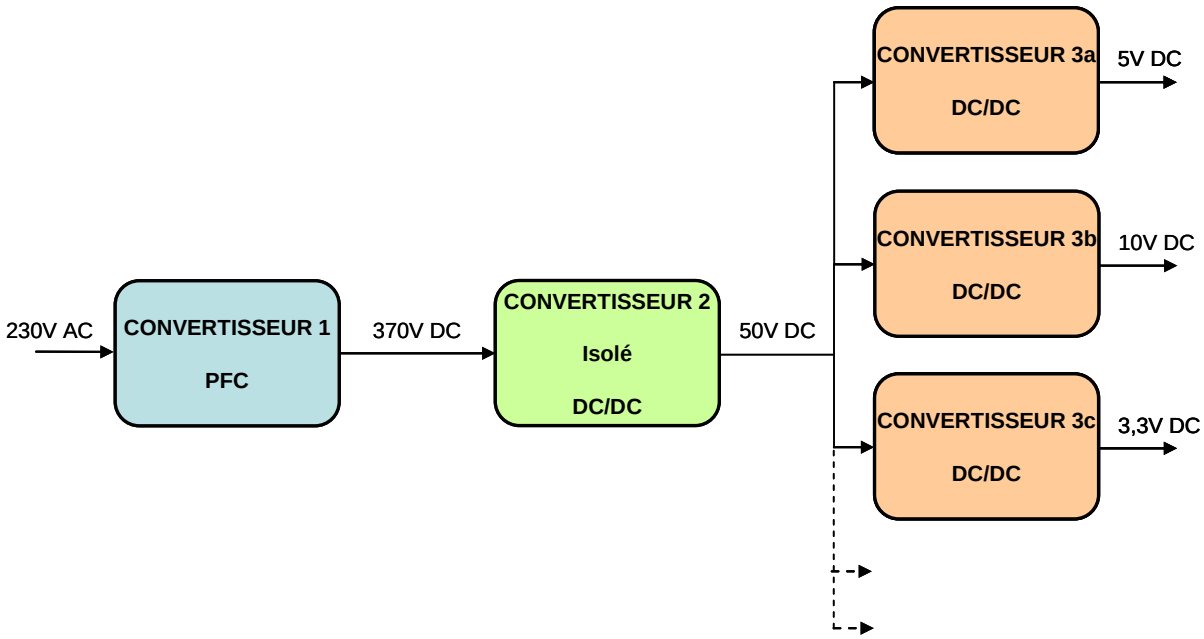


Figure II-4 : Schéma de la chaîne de conversion de l'énergie 380VAC à 5VDC

II.2.1.3. Le LCT dans la structure MET

Nous pouvons retrouver aisément les trois fonctions d'un dispositif LCT illustré sur la *Figure II-3*. La fonction basique dite « T » n'est autre que le transformateur disposant de trois enroulements, un primaire et deux secondaires. Ces 2 derniers seront nommés tout au long de cette étude de la manière suivante : l'enroulement 2 « secondaire » entre les bornes S_a et S_b et l'enroulement 3 « tertiaire » entre les bornes T_a et T_b. Comme expliqué dans le chapitre *I* (paragraphe *I.2.1*) le primaire est doublé, autrement dit un premier primaire entre les bornes $P1_a$ et $P1_b$ et un second entre $P2_a$ et $P2_b$ ($P2_a$ n'étant pas utilisée, elle n'apparaît pas sur la figure). La capacité *Cr*, qui a un rôle premier d'écrêtage, est remplie par la fonction « C » et est réalisable entre les bornes $P1_b$ et $P2_b$. Nous verrons par la suite que cette dernière ne sert pas uniquement à l'écrêtage, mais qu'elle a également un rôle primordial dans l'établissement du fonctionnement de la structure MET. Enfin, nous retrouvons indirectement une fonction inductive dite « L » par l'intermédiaire du modèle du transformateur à 3 enroulements et du fonctionnement de cette structure qui sera détaillé ultérieurement. Autrement dit, la fonction « inductance de sortie » que l'on retrouve classiquement dans une structure forward, est intégrée au transformateur pour obtenir un seul dispositif magnétique appelé LT. De la même façon que pour un LCT avec comme base un transformateur à deux enroulements (chapitre *I*, paragraphe *I.2.2*), un schéma de

modélisation du LCT à constantes réparties peut être établi pour un transformateur à trois enroulements. Ce dernier est présenté en *Figure II-5*.

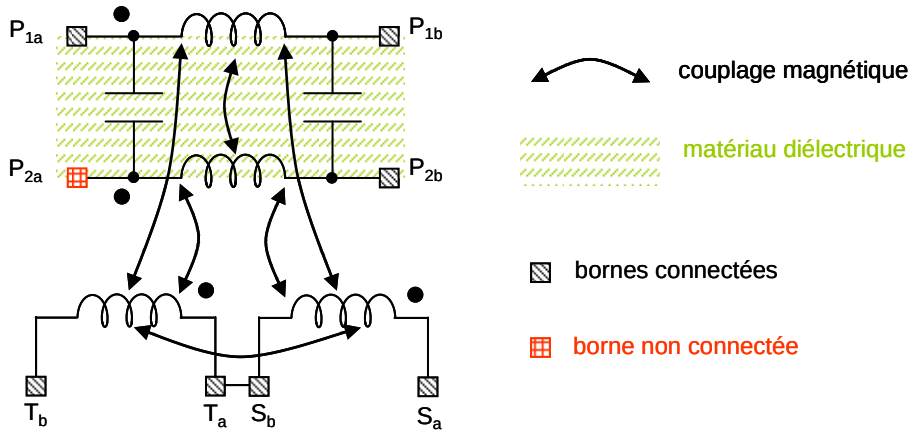


Figure II-5 : Modélisation du LCT de la structure MET

II.2.2. Description du fonctionnement

Regardons comment se déroule le fonctionnement de cette structure de manière simplifiée sans prendre en compte dans un premier temps la modélisation du transformateur à trois enroulements. Celle-ci sera prise en compte et largement explicitée ultérieurement. L'objectif de cette partie est de présenter les différentes phases de fonctionnement et de faire une première analyse sur les performances de la structure MET. Le cycle de fonctionnement se décompose en deux temps [26-VAL07].

II.2.2.1. Description de la phase 1

Cette phase se déroule entre 0 et αT. L'interrupteur T_{1a} est commandé et l'interrupteur T_{1b} est bloqué (Figure *II-6*). De cette manière, on retrouve une tension aux bornes de l'enroulement primaire égale à la tension d'entrée E. Celle-ci étant positive, et de par les sens des enroulements du circuit magnétique identifiés schématiquement par les points, la diode D_3 est bloquée puisque la tension à ses bornes ne peut être que négative (*II-1*).

$$Vd_3 = -m_{13}E - Vs \qquad \textbf{\textit{II-1}}$$

La diode D_2 quant à elle, se met à conduire naturellement si la tension à ses bornes est positive. Ceci implique que $m_{12}.E$ doit être supérieur à Vs si l'on se réfère à l'équation (*II-2*).

$$Vd_2 = m_{12}E - Vs \qquad \textbf{\textit{II-2}}$$

C'est la condition à respecter sur le fonctionnement de cette première phase pour obtenir le transfert direct désiré. La tension d'entrée étant fixée à $50V$ par le cahier des charges, cette contrainte s'applique directement sur le rapport m_{12}. Le transfert se fait directement par

l'intermédiaire du coupleur m_{12} entre le primaire et le secondaire. Cette phase de fonctionnement peut être identifiée à une phase de type forward. Nous pouvons dire aussi qu'une partie de l'énergie est stockée. Pour savoir où celle-ci se situe, il faut prendre en compte la modélisation magnétique du transformateur afin de détailler plus finement le fonctionnement interne de celui-ci au sein de cette structure. Ceci sera explicité ultérieurement.

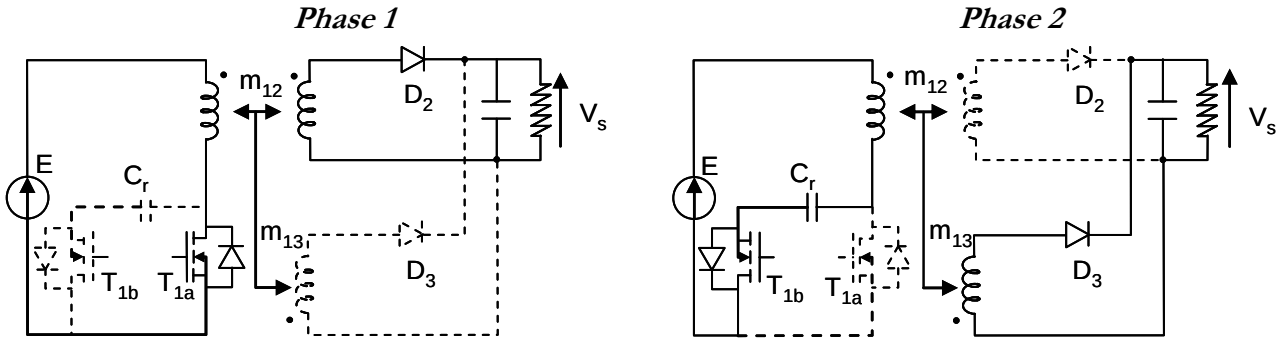


Figure II-6 : Description schématique des phases de la structure MET

II.2.2.2. Description de la phase 2

Cette phase se déroule entre αT et T. L'interrupteur T_{1a} se bloque alors que l'interrupteur T_{1b} est commandé à l'instant αT (Figure *II-6*). De cette manière la capacité *Cr* est parcourue par un courant. Autrement dit, la tension appliquée aux bornes de l'enroulement primaire n'est plus simplement la tension d'entrée *E*, mais la soustraction entre celle-ci et la tension de charge du condensateur que l'on appellera *Vcr* (*II-4*). En s'intéressant uniquement au côté primaire du schéma de la structure, nous pouvons assimiler celui-ci à un hacheur boost. Par un jeu de déplacement des composants la Figure *II-7* montre bien l'identification du schéma primaire à ce type de convertisseur avec comme tension de sortie celle aux bornes de la capacité, soit *Vcr*. Cette dernière peut alors être exprimée en fonction de la tension d'entrée *E* et du rapport cyclique α par la relation liant l'entrée et la sortie d'un hacheur parallèle (*II-3*).

$$Vcr = \frac{E}{1-\alpha} \qquad \textbf{II-3}$$

$$V_1 = E - Vcr = -\frac{\alpha}{1-\alpha}E \qquad \textbf{II-4}$$

La tension primaire V_1 résultante est obligatoirement négative. En reprenant le même raisonnement adopté pour la description de la phase 1, nous pouvons déduire le fonctionnement vu du secondaire en analysant les tensions aux bornes des diodes D_2 et D_3 (*II-5* et *II-6*).

$$V_{D2} = -\frac{\alpha}{1-\alpha} m_{12} E - Vs \qquad \textbf{II-5}$$

$$V_{D3} = \frac{\alpha}{1-\alpha} m_{13} E - Vs \qquad \textbf{II-6}$$

La tension Vd_2 ne pouvant être que négative, la diode D_2 est forcément bloquée. Concernant la diode D_3, la tension à ses bornes doit être positive si l'on désire qu'elle conduise. Pour ce faire, $\frac{\alpha}{1-\alpha} m_{13} E$ doit être supérieure à la tension de sortie Vs, autrement dit le rapport m_{13} doit être dimensionné de façon à répondre à cette condition si l'on souhaite que la diode D_3 soit passante. Cette phase peut être assimilée à un fonctionnement flyback dans le sens ou l'énergie qui a pu être stockée au cours de la première phase est cette fois-ci transmise à la charge par l'intermédiaire du troisième enroulement.

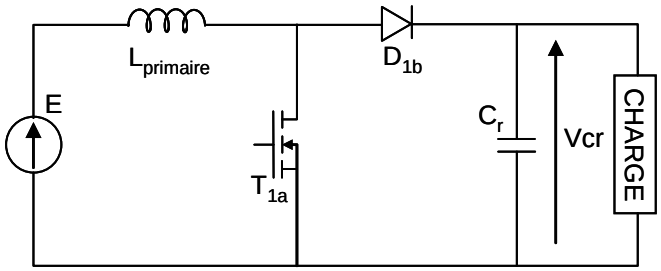


Figure II-7 : Structure MET côté primaire assimilable à un hacheur boost

Après ce premier descriptif, nous pouvons en conclure que la structure MET est assimilable à un convertisseur forward auquel nous ajoutons un troisième enroulement. Toutefois cette première approche du fonctionnement reste insuffisante et incomplète. Nous devons approfondir l'étude en prenant en compte la modélisation du transformateur à 3 enroulements ainsi que la géométrie finale du dispositif LCT. En tenant compte de ces deux derniers points indispensables pour décrire et comprendre dans son intégralité le fonctionnement d'une telle structure, nous allons ainsi pouvoir effectuer le dimensionnement de celle-ci.

II.3. Dimensionnement de la structure MET

II.3.1. Modélisation du transformateur à 3 enroulements *(annexe DE1)*

La description du fonctionnement de la structure MET faite précédemment reste un point de départ pour la compréhension de cette topologie. Pour affiner et compléter son principe, il est nécessaire de modéliser le transformateur à trois enroulements. Cette modélisation doit être prise en compte pour pouvoir procéder au dimensionnement de la topologie de manière à répondre parfaitement au cahier des charges. Au sujet de la modélisation de transformateurs, divers travaux ont été menés au sein du laboratoire de Génie Electrique de Grenoble à travers plusieurs thèses

encadrées et dirigées par le professeur Jean-Pierre KERADEC [27-SCH99]. Le principe détaillé de la structure MET repose entièrement sur cette modélisation illustrée Figure *II-8*.

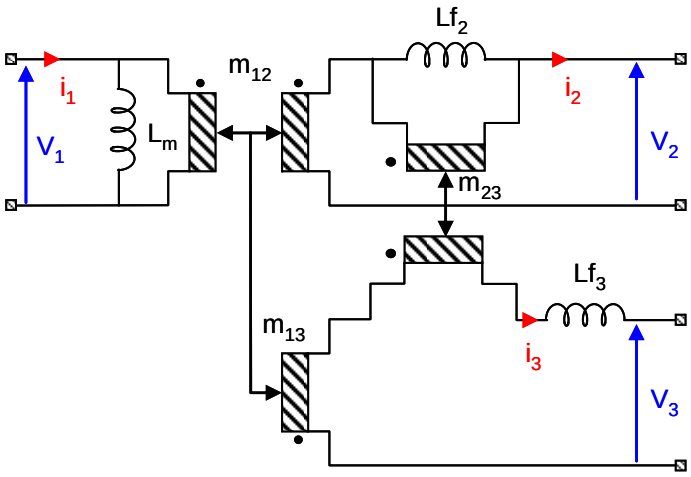


Figure II-8 : Modélisation du transformateur à 3 enroulements

Nous avons choisi de garder une convention de signe des courants et tensions en adéquation avec le fonctionnement nominal de la structure MET. C'est pourquoi la figure ci-dessus est représentée différemment des schémas de modélisation établis dans la littérature énumérée précédemment, en termes de conventions prises, mais la modélisation reste la même. Nous pouvons décomposer celle-ci de la façon suivante. Comme modèle de base, un simple transformateur à deux enroulements peut être représenté par un coupleur m_{12} et une inductance magnétisante L_m. En court-circuitant cette inductance vue du secondaire une nouvelle inductance est obligatoirement présente. Celle-ci est en série et représente l'inductance de fuite du secondaire, elle est nommée Lf_2. Maintenant, si nous raisonnons sur un transformateur à trois enroulements, de la même façon en cas de court-circuit sur le primaire, nous retrouvons une inductance série de fuite vue du tertiaire noté Lf_3. Un deuxième coupleur m_{13} vient s'installer pour la liaison avec le primaire. Les deux enroulements secondaires ne peuvent pas être non couplés entre eux de par le fait qu'ils se trouvent sur le même noyau magnétique. Cette remarque donne naissance à un transformateur de fuites à travers un troisième coupleur noté m_{23}.

Ce modèle est identifiable par six paramètres L_m, Lf_2, Lf_3, m_{12}, m_{23} et m_{13}. Ceux-ci font partie intégrante du principe de la structure et de par ce fait ils auront également un rôle dans le dimensionnement de celle-ci. Nous avons besoin d'exprimer la matrice impédance de ce modèle afin d'obtenir une relation entre les dérivés des courants et tensions d'entrée et de sortie du transformateur en fonction de ses paramètres (*II-7*). Pour cela il faut procéder à différents essais de manière théorique. Pour être plus précis il faut procéder à 9 études afin de définir chaque élément de la matrice impédance 3 lignes et 3 colonnes. Nous pouvons nommer ces éléments M_{ij}

avec *i* étant l'indice de la ligne et *j* l'indice de la colonne. L'essai théorique consiste à exprimer une impédance qui n'est autre que l'élément M_{ij} lui-même, et s'identifie en effectuant le rapport V_i par la dérivée de I_j comme l'indique l'équation *II-8*. Ainsi nous obtenons la matrice impédance *M* en fonction des paramètres du transformateur. (*II-9*).

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & M_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_1 \\ \frac{d}{dt} I_2 \\ \frac{d}{dt} I_3 \end{bmatrix} \qquad \textbf{\textit{II-7}}$$

$$M_{ij} = \frac{V_i}{\frac{d}{dt} I_j} \qquad \textbf{\textit{II-8}}$$

$$M = \begin{bmatrix} L_m & -m_{12} L_m & m_{13} L_m \\ m_{12} L_m & -\left(m_{12}^2 L_m + Lf_2\right) & m_{12} m_{13} L_m - m_{23} Lf_2 \\ -m_{13} L_m & m_{12} m_{13} L_m - m_{23} Lf_2 & -\left(m_{13}^2 L_m + m_{23}^2 Lf_2 + Lf_3\right) \end{bmatrix} \qquad \textbf{\textit{II-9}}$$

II.3.2. Choix d'un agencement

Nous connaissons la modélisation du transformateur à partir duquel nous avons exprimé la matrice impédance en fonction de ses paramètres. Il s'agit maintenant d'intégrer ce modèle dans le processus de dimensionnement. Pour cela, ce dernier doit être identifié à une disposition magnétique qui sera celle choisie pour la suite de l'étude. Différents agencements sont envisageables avec chacun leurs avantages et leurs inconvénients. Le choix de l'agencement peut se justifier à l'issue de l'identification des paramètres du transformateur dont le paragraphe *II.3.3* est l'objet. Nous allons dans un premier temps énumérer les différentes possibilités d'agencement, mais seule la solution choisie sera étudiée dans ce paragraphe. Les avantages et inconvénients de chaque disposition seront cités de manière simple. L'intérêt de ce choix sera validé de manière définitive dans le paragraphe suivant. Toute cette réflexion est basée sur des noyaux magnétiques type E. Nous aurions pu envisager d'autres formes géométriques de noyaux magnétiques. Nous nous sommes restreints à ce type standard de noyau magnétique les plus couramment utilisés. Toutefois, il n'est pas exclu d'envisager dans ce domaine des études poussées sur l'élaboration de nouvelle forme géométrique de noyau magnétique. En effet les matériaux magnétiques naissants, ainsi que les nouvelles technologies de mise en œuvre de matériau, permettent d'imaginer toutes formes magnétiques originales. Nous pouvons citer comme exemple les matériaux nanocristallins qui sont élaborés sous forme de feuilles ou sous forme de poudre. Les techniques de mise en œuvre se développent également, il est même question de mélanger différents matériaux par des procédés innovants comme le co-frittage. [28-

ALV05, 29-EST06]. Il apparaît clair, et nous le soulignons, qu'il reste un travail conséquent à faire sur ces nouveautés technologiques.

II.3.2.1. Les agencements envisagés

a) Agencements dit « classiques »

L'agencement classique le plus couramment mis en œuvre à travers diverses études se caractérise par des enroulements bobinés uniquement autour d'une jambe généralement la jambe centrale. En effet, le fait d'avoir plusieurs bobinages sur une même jambe va conduire à une réduction importante des inductances de fuites entre ces différents enroulements. Nous verrons dans le paragraphe *II.3.4* que les inductances de fuites auront une importance primordiale pour le bon fonctionnement de cette topologie. C'est pour cette raison que nous avons écarté ce type de disposition magnétique.

b) Agencements non conventionnels des bobinages sur le noyau

L'agencement original consiste à imaginer toutes autres dispositions pour les placements des bobinages sur le noyau magnétique. Nous disposons de trois enroulements à placer ainsi que trois jambes magnétiques. Ceci offre plusieurs degrés de libertés dans les possibilités de mise en place des bobinages. La première idée venant à l'esprit serait de disposer un enroulement par jambe. Certaines contraintes liées au contexte à savoir l'étude et la réalisation d'un LCT vont fixer un certain nombre de restrictions et, de ce fait, limiter les possibilités d'agencement. La capacité étant réalisée sur l'enroulement primaire, celui-ci aura nécessairement besoin de surface. De ce fait, ce bobinage offrirait moins de liberté en terme de surface si il se retrouverait piégé à l'intérieur du noyau à savoir la jambe centrale. Dans ce cas la seule possibilité d'augmenter la surface serait de s'étendre sur les têtes de bobines mais seulement sur une dimension, à savoir celle correspondant à la profondeur du noyau, étant donné que la 2ème dimension sera limitée par la largeur des fenêtres dans lesquelles il y aura également une partie des autres enroulements. Il paraît donc judicieux de placer l'enroulement primaire sur une jambe extérieure de manière à avoir des degrés de liberté d'extension sur chacune des dimensions. Parler d'extension à ce niveau de l'étude peut sembler contradictoire avec le souci premier d'intégration, de réduction de volume. Mais nous verrons par la suite que cette extension sera inévitable tenant compte des médiocres performances qu'offrent les matériaux diélectriques actuels et qu'elle fera l'objet d'une possibilité d'optimisation de surface dans une réflexion englobant l'intégralité de la structure MET. En ce qui concerne les enroulements secondaires il reste plusieurs possibilités. Ces deux derniers peuvent être placés chacun sur une jambe restante, le primaire occupant une jambe

extérieure, ou alors ils peuvent être tous les deux associés sur la même jambe. Par souci d'optimisation des fenêtres nous retenons une solution avec un enroulement par jambe.

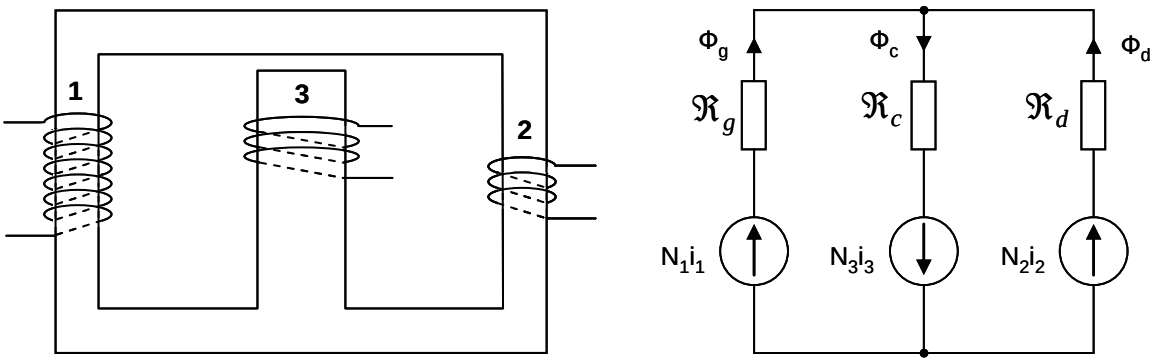


Figure II-9 : Agencement choisi et son schéma équivalent à réluctance

La première phase étant assimilable à un transfert direct de type forward, il est judicieux de placer l'enroulement secondaire sur la jambe extérieure opposée à celle sur laquelle se trouve le primaire de manière à obtenir une meilleure symétrie. Et dans ce cas, l'enroulement tertiaire se place intuitivement sur la jambe centrale dans laquelle de l'énergie peut être stockée et contrôlée à souhait par l'intermédiaire d'un entrefer positionné sur celle-ci. En conclusion, nous retenons une configuration avec un troisième enroulement sur la jambe centrale, et les enroulements primaire et secondaire chacun répartis sur une jambe extérieure comme le montre la Figure *II-9*.

II.3.2.2. Mise en équation de l'agencement retenu *(annexe DE2)*

A partir du schéma équivalent à réluctance illustré en Figure *II-9* et en appliquant les lois des circuits électriques à savoir la loi des nœuds et la loi des mailles, nous pouvons exprimer les flux circulant dans chacune des branches en fonction des réluctances, des nombres de spires et des courants circulants dans les trois enroulements (*II-10*).

$$\begin{bmatrix} \phi_g \\ \phi_c \\ \phi_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\Re_d + \Re_c}{\Re_{eq}} N_1 & -\frac{\Re_c}{\Re_{eq}} N_2 & \frac{\Re_d}{\Re_{eq}} N_3 \\ -\frac{\Re_c}{\Re_{eq}} N_1 & \frac{\Re_g + \Re_c}{\Re_{eq}} N_2 & \frac{\Re_g}{\Re_{eq}} N_3 \\ \frac{\Re_d}{\Re_{eq}} N_1 & \frac{\Re_g}{\Re_{eq}} N_2 & \frac{\Re_g + \Re_d}{\Re_{eq}} N_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \qquad \textbf{\textit{II-10}}$$

avec $\Re_{eq} = \Re_g \Re_d + \Re_g \Re_c + \Re_d \Re_c$ (homogène à un produit de réluctances)

En respectant les conventions prises jusqu'à présent et en exprimant la relation entre le courant et le flux dans une bobine, nous pouvons exprimer les relations entre les tensions aux bornes des enroulements du transformateur et les flux circulant dans ceux-ci (*II-11*).

$$V_1 = N_1 \frac{d}{dt}\phi_g(t) \qquad V_2 = -N_2 \frac{d}{dt}\phi_d(t) \qquad V_3 = -N_3 \frac{d}{dt}\phi_c(t) \qquad \textbf{II-11}$$

Ceci permet de déduire à nouveau l'expression de la matrice impédance du transformateur mais cette fois-ci en fonction des réluctances et des nombres de spires. Autrement dit cette matrice *(II-12)* est directement liée à l'agencement choisi.

$$M = \begin{bmatrix} \frac{\Re_d + \Re_c}{\Re eq} N_1^2 & -\frac{\Re_c}{\Re eq} N_1 N_2 & \frac{\Re_d}{\Re eq} N_1 N_3 \\ \frac{\Re_c}{\Re eq} N_1 N_2 & -\frac{\Re_g + \Re_c}{\Re eq} N_2^2 & -\frac{\Re_g}{\Re eq} N_2 N_3 \\ -\frac{\Re_d}{\Re eq} N_1 N_3 & -\frac{\Re_g}{\Re eq} N_2 N_3 & -\frac{\Re_g + \Re_d}{\Re eq} N_3^2 \end{bmatrix} \qquad \textbf{II-12}$$

II.3.3. Identification des paramètres du transformateur *(annexe DE3)*

Dans un premier temps le modèle du transformateur à trois enroulements a été présenté. A partir de celui-ci, une matrice impédance a été exprimée en fonction des six paramètres L_m, Lf_2, Lf_3, m_{12}, m_{13} et m_{23} (*II-9*). Dans un deuxième temps, cette même matrice a été formulée à partir d'un agencement magnétique choisi avec comme support géométrique magnétique un noyau de type E (*II-12*). Celle-ci a été établie en fonction des paramètres issus de la modélisation par la réluctance de la disposition étudiée, à savoir les réluctances de chaque jambe magnétique ainsi que le nombre de spires de chaque enroulement.

De cette manière nous pouvons lier ces deux approches de modélisation du transformateur par une simple identification terme à terme de la matrice impédance, afin de décrire chaque paramètre du transformateur en fonction des éléments du circuit à réluctances (*II-13*).

$$L_m = \frac{\Re_d + \Re_c}{\Re_{eq}} N_1^2 \qquad Lf_2 = \frac{N_2^2}{\Re_d + \Re_c} \qquad Lf_3 = 0$$

$$m_{12} = \frac{\Re_c}{\Re_d + \Re_c}\frac{N_2}{N_1} \qquad m_{13} = \frac{\Re_d}{\Re_d + \Re_c}\frac{N_3}{N_1} \qquad m_{23} = \frac{N_3}{N_2} \qquad \textbf{II-13}$$

Nous pouvons conclure sur les points avantageux de cette identification issue d'une disposition magnétique choisie de manière à avoir la possibilité de répondre aux critères liés à la réalisation. De par la répartition des enroulements sur chacune des jambes nous obtenons un paramètre théoriquement nul, ce dernier étant l'inductance de fuite Lf_3. Nous notons également que le coupleur m_{23} est indépendant des réluctances du circuit contrairement à m_{12} et m_{13}. Ceci va permettre d'alléger et de simplifier le dimensionnement de la structure par la suite tout en gardant un lien direct entre le modèle magnétique du transformateur et la disposition choisie pour les

enroulements. Comme cité précédemment, d'autres dispositions magnétiques auraient pu être potentiellement adaptées, mais c'est à ce niveau de l'étude que l'on peut se rendre compte des avantages de celle choisie qui nous simplifie la modélisation du transformateur et nous permettra de mener à bien le dimensionnement de la structure MET. En effet certains termes étant simplifiés voire éliminés, les expressions théoriques seront allégées.

Nous avons détaillé la modélisation du transformateur de façon à pouvoir éclaircir plus en détail le fonctionnement de la structure. Ainsi l'agencement choisi est directement lié à l'étude de la structure et à son dimensionnement. Ce processus innovant permet de prendre en compte la modélisation du transformateur pour obtenir au final un dimensionnement résultant plus affiné, et de ce fait plus fiable.

II.3.4. Formes d'ondes théoriques de la structure MET *(annexe DE4)*

Reprenons plus en détail la description du fonctionnement de la structure afin de définir les formes d'ondes de celle-ci. La Figure *II-10* présentée ci-dessous n'est autre que la structure MET (Figure *II-3*) tenant compte de la modélisation du transformateur (Figure *II-8*).

Notons qu'à ce stade de l'étude la réflexion reste purement analytique. Cette première approche permettra d'établir la base analytique nécessaire pour le développement du dimensionnement qui permettra d'aboutir à des résultats analytiques répondant aux critères donnés par le cahier des charges.

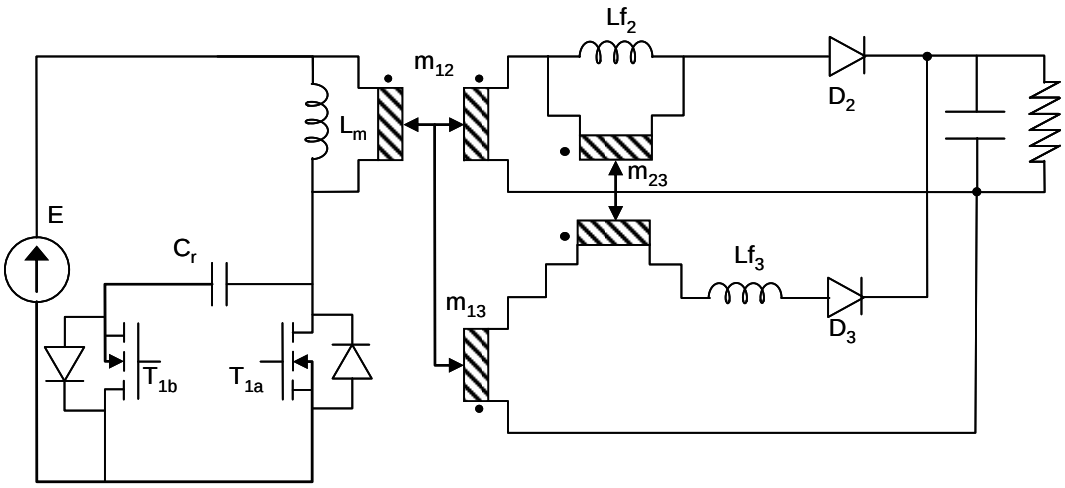


Figure II-10 : Structure MET modélisée

II.3.4.1. Le courant de sortie

Dans les structures usuelles, le courant de sortie est classiquement contrôlé par une inductance

placée en sortie du convertisseur. En prenant en compte le modèle magnétique du transformateur, nous pouvons exprimer une inductance de sortie équivalente dans chacune des phases en fonction des différentes inductances de fuites de la structure MET. En effet, au cours de la première phase, le transfert d'énergie se faisant directement par le coupleur m_{12}, nous obtenons une inductance de sortie équivalente à l'inductance de fuite Lf_2 du transformateur (Figure *II-11*). Lorsque l'enroulement tertiaire prend le relais du transfert de l'énergie vers la charge, l'inductance Lf_2 est ramenée sur le circuit tertiaire par l'intermédiaire du coupleur m_{23} et se retrouve en série avec l'inductance de fuite Lf_3.

Courant de sortie au cours de la phase 1 : $$is(t) = \frac{m_{12}E - Vs}{Lf_2}t + is_{\min} \qquad \textbf{II-14}$$

Courant de sortie au cours de la phase 2 : $$is(t) = \frac{m_{13}(E - Vcr) - Vs}{m_{23}^2 Lf_2 + Lf_3}t + is_{\max} \qquad \textbf{II-15}$$

Pour un bon équilibre du fonctionnement il est nécessaire que l'inductance de sortie soit idéalement identique dans chacune des phases, et égale à Lf_2. De façon à respecter cette condition d'égalité nous pouvons faire le lien avec l'agencement choisi auparavant. En effet ce dernier permet d'avoir une inductance de fuite Lf_3 nulle, ce qui conduit à limiter l'expression de l'inductance de sortie équivalente au cours de la 2ème phase simplement à Lf_2 ramenée sur l'enroulement tertiaire. Dans ce cas, une nouvelle condition vient s'ajouter afin de répondre à l'équilibre souhaité, celle-ci se traduisant par l'obligation d'avoir un coupleur m_{23} unitaire. En reprenant l'expression m_{23} donnée par l'équation *II-13* on déduit donc que le nombre de spires tertiaire N_3 doit être égal au nombre de spires secondaire N_2.

Cette inductance de sortie permet de régler l'ondulation du courant de sortie désirée.

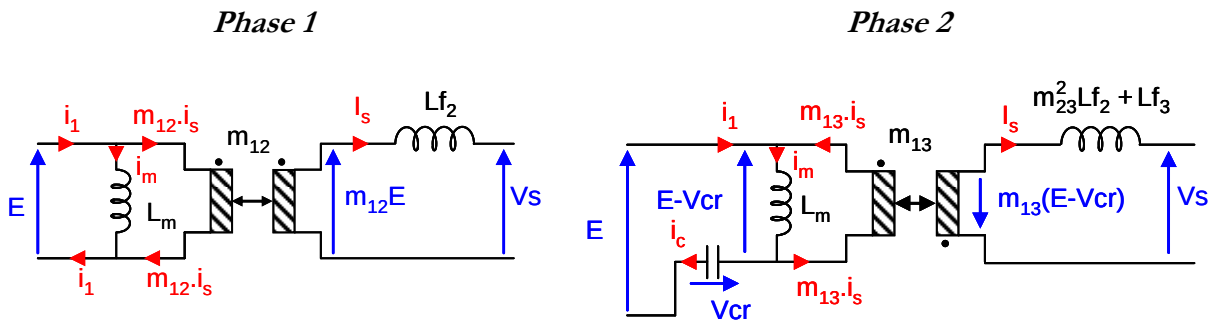


Figure II-11 : schémas équivalents par phase

II.3.4.2. Le courant magnétisant

D'après la description du fonctionnement de cette structure faite dans le paragraphe *II.2.2*,

nous pouvons exprimer l'évolution du courant magnétisant. En effet la tension V_1 aux bornes de l'inductance magnétisante L_m est un créneau égal à E de 0 à αT et à $E\text{-}Vcr$ de αT à T. Le courant magnétisant i_m étant l'intégrale de la tension V_1, il évolue en triangle entre les extrémités nommées, im_{max} et im_{min}.

Expression du courant magnétisant au cours de la phase 1 : $im(t) = \frac{E}{Lm} t + im_{\min}$ **II-16**

Expression du courant magnétisant au cours de la phase 2 : $im(t) = \frac{E - Vcr}{Lm} t + im_{\max}$ **II-17**

Ondulation du courant magnétisant : $\Delta im = \frac{E}{Lm} \alpha T$ **II-18**

Le courant magnétisant étant analytiquement connu nous pouvons en déduire les expressions des autres courants.

II.3.4.3. Le courant primaire

Le courant primaire i_1 est la somme du courant magnétisant et du courant de sortie ramené au primaire suivant la phase de fonctionnement comme l'illustre la Figure *II-11*. On fait l'hypothèse d'un courant secondaire constant et égal à Is.

Expression du courant primaire au cours de la phase 1 : $i_1(t) = im(t) + m_{12} Is$ **II-19**

Expression du courant primaire au cours de la phase 2 : $i_1(t) = im(t) - m_{13} Is$ **II-20**

Ce courant subit une discontinuité imposée par la capacité d'écrêtage.

II.3.4.4. La capacité d'écrêtage Cr

a) Le courant ic(t)

Nous connaissons l'évolution du courant primaire en fonction du courant magnétisant ; par contre leurs conditions aux limites n'ont pas été définies. Afin de les exprimer, le courant i_c circulant dans la capacité Cr doit être analysé. En effet le principe physique lié à un condensateur impose que son courant le traversant doit avoir une valeur moyenne nulle. De par cette loi nous avons la condition initiale qui permettra de définir les conditions aux limites en courant de la structure.

Expression du courant i_c au cours de la phase 1 : $i_c(t) = 0$ **II-21**

Expression du courant i_c au cours de la phase 2 : $i_c(t) = i_1(t)$ **II-22**

Ce courant étant nul dans la première phase de fonctionnement, nous avons obligatoirement

un courant centré autour du zéro entre αT et T (Figure *II-11*).

b) La tension Vcr(t)

La valeur moyenne de cette tension est donnée par l'équation *II-3* et est noté *Vcr*. En reprenant les équations *II-21* et *II-22* de l'évolution du courant $i_c(t)$ on peut en déduire l'évolution de la tension *Vcr(t)* par la relation physique liant la tension et le courant d'un condensateur.

Relation courant/tension dans un condensateur : $$i_c(t) = Cr\frac{d}{dt}Vcr(t) \qquad \textbf{II-23}$$

Le courant étant nul durant la première phase, la tension *Vcr(t)* est constante et égale à sa tension minimale de charge Vcr_{min}. Au cours de la seconde période, cette tension évolue sous forme parabolique avec la relation présentée par l'équation *II-25* et issue de l'équation *II-23*.

Tension *Vcr(t)* au cours de la phase 1 : $$Vcr(t) = 0 \qquad \textbf{II-24}$$

Tension *Vcr(t)* au cours de la phase 2 : $$Vcr(t) = \frac{ic_{\max}}{Cr}\left[t - \frac{t^2}{(1-\alpha)T}\right] + Vc\min \qquad \textbf{II-25}$$

II.3.4.5. Les contraintes des semi-conducteurs

Concernant les formes d'ondes en tension, leur caractérisation est moins complexe. Par un jeu de lois des mailles, chaque grandeur est simplement définissable tenant compte des tensions caractéristiques connues du circuit, *E*, *Vcr* et *Vs*.

a) Les interrupteurs

Dans la première phase, T_{1a} conduit : la tension à ses bornes est théoriquement nulle et il est parcouru par le courant primaire i_1. T_{1b} est quant à lui bloqué, aucun courant ne le traverse et il doit supporter la tension à laquelle la capacité est chargée, soit *Vcr(t)*.

Dans la deuxième période T_{1b} prend le relais en s'amorçant et conduit le courant primaire à son tour. La tension à ses bornes s'annule. Son homologue T_{1a} se bloque et est soumis à la tension *Vcr(t)*.

b) Les diodes

Les expressions des tensions aux bornes des diodes sont sensiblement différentes de celles exprimées lors de la première analyse du fonctionnement au paragraphe *II.2.2* (*II-1*, *II-2*, *II-5*, et *II-6*). En effet, les enroulements secondaires communiquent cette fois-ci entre eux par l'intermédiaire du coupleur de fuite m_{23}.

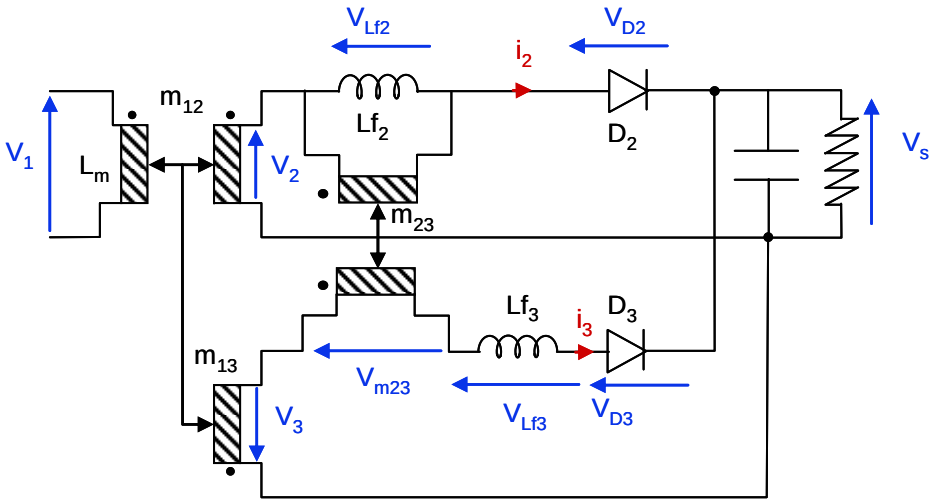


Figure II-12 : Schéma des secondaires

A partir de la loi des mailles exercée sur chacun des circuits secondaires comme l'illustre la Figure *II-12* nous exprimons la tension V_{m23} dans le circuit tertiaire et la tension V_{Lf2} dans le circuit secondaire qui sont identiques à m_{23} près. Il en résulte l'équation *II-26*. Cette expression prend en considération les résultats de l'identification des paramètres du transformateur à savoir une inductance Lf_3 nulle et un rapport m_{23} unitaire.

$$V_2(t) + V_3(t) = V_{D2}(t) - V_{D3}(t) \qquad \textbf{II-26}$$

Il reste à définir les niveaux de tension de chaque diode lors de leur période de blocage. D_2 conduisant au cours de la première phase et D_3 pendant la seconde, les tensions inverses maximales peuvent être définies. (*II-27* et *II-28*).

Tension inverse max aux bornes de D_2 dans la phase 2 : $V_{D2inv\max} = (m_{12} + m_{13})E$ **II-27**

Tension inverse max aux bornes de D_3 dans phase 1 : $V_{D3inv\max} = (m_{12} + m_{13})(Vcr_{\max} - E)$ **II-28**

Ces deux contraintes sont identiques dans le cas où le rapport cyclique choisi est de 0,5. Les diodes sont soumises au courant de sortie *is(t)* durant leurs phases de fonctionnement respectives.

II.3.4.6. Les conditions aux limites

En exprimant que le courant moyen circulant dans la capacité doit être nul, nous pouvons en déduire les limites du courant magnétisant en fonction de l'ondulation du courant magnétisant et du courant de sortie (*II-29* et *II-30*). L'expression du courant magnétisant a été donnée par l'équation *II-18* et est formulée à partir de la tension d'entrée *E* imposée par le cahier des charges ainsi que l'inductance magnétisante L_m qui sera connue lors du choix du noyau. Ceci sera traité

plus en détails lors des explications du dimensionnement de l'ensemble.

Expression du courant maximal im_{max} : $$im_{\max} = m_{13}Is + \frac{\Delta \mathrm{Im}}{2}$$ ***II-29***

Expression du courant minimal im_{min} : $$im_{\max} = im_{\max} - \Delta \mathrm{Im}$$ ***II-30***

Connaissant maintenant les limites du courant magnétisant im_{max} et im_{min} nous pouvons déterminer analytiquement et numériquement l'évolution de chaque grandeur électrique au cours du temps ainsi que leurs limites. Le tableau suivant récapitule les expressions de chacune des limites en courant étudiées jusqu'à présent.

	Phase1	Phase2	max	min
im(t)	$im(t) = \frac{E}{Lm}t + im_{\min}$	$im(t) = -\frac{E}{Lm}t + im_{\max}$	$im_{\max} = m_{13}Is + \frac{\Delta \mathrm{Im}}{2}$	$im_{\min} = m_{13}Is - \frac{\Delta \mathrm{Im}}{2}$
$i_1(t)$	$i_1(t) = im(t) + m_{12}Is$	$i_1(t) = im(t) - m_{13}Is$	$i_{1\max} = im_{\max} + m_{12}Is$	$i_{1\min} = im_{\min} + m_{12}Is$
$i_c(t)$	0	$i_c(t) = i_1(t)$	$i_{c\max} = im_{\max} - m_{13}Is$	$i_{c\min} = im_{\min} - m_{13}Is$

Tableau II-1 : conditions aux limites des courants

On constate donc que la capacité joue le rôle de deux fonctions. La première est d'écrêter les tensions aux bornes des interrupteurs et d'imposer une tension *Vcr*. La seconde est d'imposer à la topologie les limites du courant magnétisant afin d'obtenir une évolution périodique de ce dernier au court du temps et de par ce fait éviter une éventuelle saturation du noyau magnétique.

II.3.4.7. Les flux magnétiques

Les courants circulant dans chaque enroulement étant connus, nous pouvons aisément en déduire l'évolution de chaque flux en reprenant les expressions énumérées dans l'équation *II-10*. Le dimensionnement doit répondre naturellement à l'équilibre magnétique de la structure. De ce fait les flux évoluent de manière progressive croissante et décroissante suivant la phase de fonctionnement en respectant l'équation *II-31* déduite du schéma à réluctance (Figure *II-9*).

Relation entre flux : $\phi_3 = \phi_1 + \phi_2$ avec $\phi_1 = \phi_g$ $\phi_2 = \phi_d$ $\phi_3 = \phi_c$ ***II-31***

Le champ magnétique injecté à la structure est à l'image du flux primaire avec un maximum que l'on souhaite contrôler afin de ne pas saturer le noyau magnétique. Cette contrainte est prise en compte lors du dimensionnement.

II.3.4.8. Les formes d'ondes théoriques

Les formes d'ondes développées jusqu'à maintenant sont illustrées sur la Figure *II-13*. Celles-ci sont théoriques, elles permettent de finaliser et de valider le principe de fonctionnement de la structure MET.

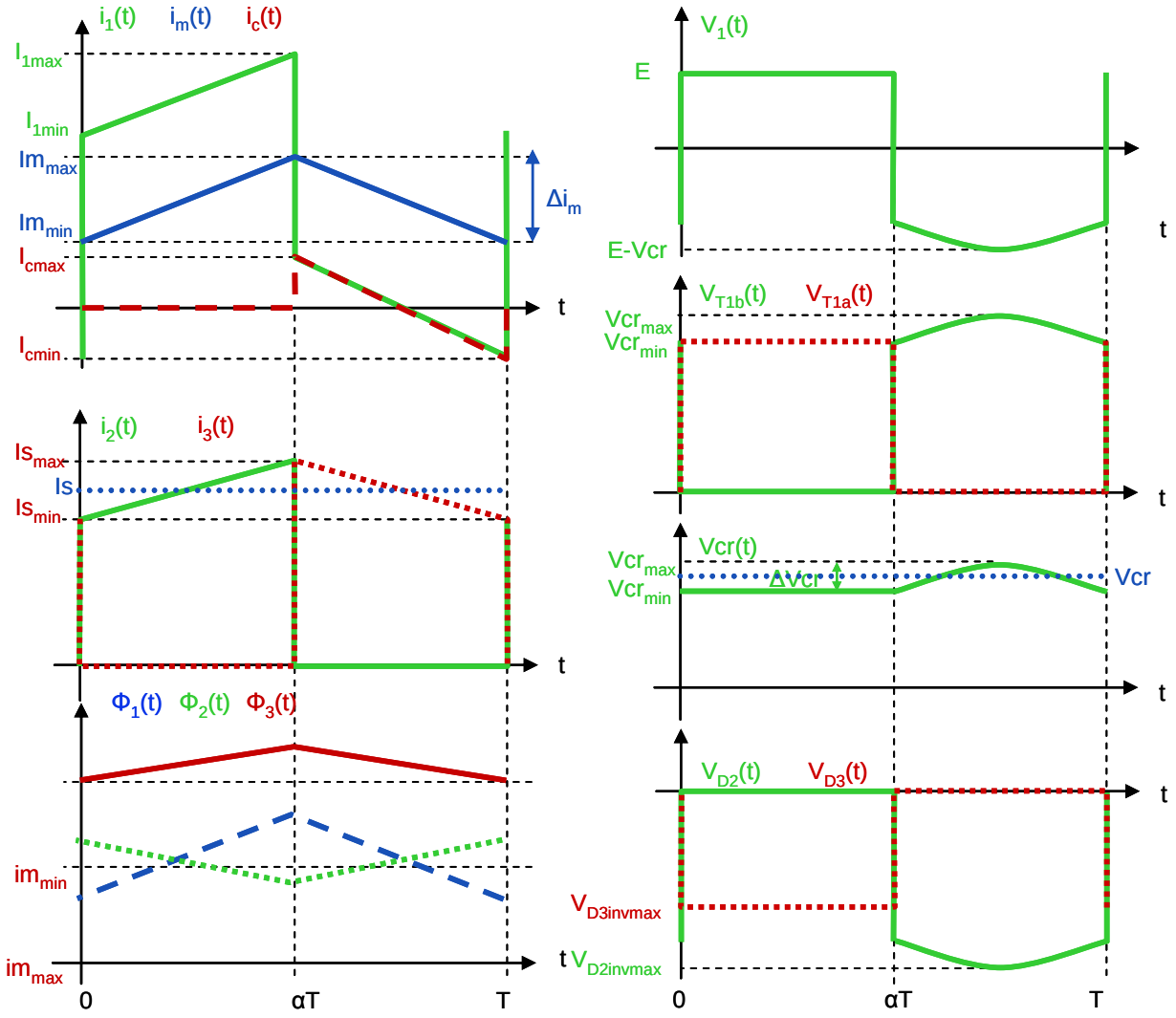


Figure II-13 : Les formes d'ondes théoriques de la structure MET

A ce stade de l'étude, à partir du cahier des charges donné et d'un noyau magnétique choisi permettant de déterminer les paramètres du transformateur, nous pouvons aborder la partie dimensionnement de cette structure en insérant de nouvelles contraintes telle que la saturation du noyau magnétique.

II.3.5. Dimensionnement de la structure MET *(annexe DE5)*

II.3.5.1. Relation entrée/sortie

Nous pouvons d'ores et déjà exprimer la fonction de transfert de la structure mixte. En effet à partir des équations *I-2* et *II-15*, définissant l'évolution du courant secondaire en fonction des tensions d'entrée et de sortie de la topologie ainsi que les paramètres du transformateur, nous pouvons soutirer deux expressions de l'ondulation du courant de sortie centré autour du courant de charge constant souhaité *Is*.

Ondulation du courant de sortie lors de la phase 1 : $\Delta is = \frac{m_{12}E - Vs}{Lf_2}\alpha T$ ***II-32***

Ondulation du courant de sortie lors de la phase 2 : $\Delta is = -\frac{m_{13}(E - Vcr) - Vs}{m_{23}^2 Lf_2 + Lf_3}(1-\alpha)T$ ***II-33***

Lf_3 étant nulle, m_{23} étant unitaire et la tension *Vcr* étant liée à la tension d'entrée *E* (*II-3*) l'équation *II-33* devient la suivante :

Ondulation du courant de sortie lors de la phase 2 : $\Delta is = -\frac{m_{13}\frac{\alpha}{1-\alpha}E - Vs}{Lf_2}(1-\alpha)T$ ***II-34***

L'ondulation de sortie étant identique lors de la phase 1 et lors de la phase 2 on peut déduire à partir de l'égalité entre l'équation *II-32* et l'équation *II-34*, la relation entre l'entrée et la sortie de la topologie formulée par l'équation *II-35*.

Relation entrée/sortie : $Vs = (m_{12} + m_{13})\alpha E$ ***II-35***

On retrouve une fonction de transfert de type forward correspondant bien à la description du principe de fonctionnement de la structure MET faite auparavant.

II.3.5.2. Les capacités de la structure

a) Capacité d'écrêtage Cr

Il s'agit de fixer une ondulation de tension afin de déterminer la valeur de la capacité nécessaire. En reprenant l'évolution de la tension *Vcr(t)* au cours de la seconde période (*II-25*), celle-ci est sous la forme d'une parabole, on considère que cette équation vaut Vcr_{max} à la moitié de cette phase autrement dit à $t = \frac{(1-\alpha)T}{2}$. L'ondulation de tension aux bornes de la capacité étant $\Delta Vcr = Vcr_{\max} - Vcr_{\min}$ on obtient la relation de l'équation *II-36*, liant celle-ci à la capacité *Cr*

recherchée.

$$Cr = \frac{ic_{\max}}{4\Delta Vcr}(1-\alpha)T \qquad \textbf{\textit{II-36}}$$

b) Capacité de sortie Cs

Le fonctionnement de la structure MET étant assimilable à un fonctionnement de type forward, la capacité de sortie de ce convertisseur est exprimable au même titre que celle que l'on retrouve dans la structure classique de transfert directe d'énergie. Dans ce cas l'expression permettant de calculer *Cs* est présentée par l'équation *II-37*, et est fonction de l'ondulation de courant de sortie, de l'ondulation de tension de sortie ainsi que de la fréquence de découpage de la structure.

$$Cs_{\min} = \frac{\Delta Is}{8.F.\Delta Vs} \qquad \textbf{\textit{II-37}}$$

La tension de sortie étant de 5V, pour les calculs de cette capacité on fixera cette ondulation à 5% de *Vs*.

II.3.5.3. Procédure de dimensionnement

Contrairement à des méthodes de dimensionnement classiques, cette structure imbriquant fortement l'aspect magnétique et l'aspect électrique, il n'est pas possible de faire l'hypothèse d'une réluctance nulle, nous devons dans un premier temps choisir un certain nombre de points d'entrée. Ils seront jumelés à plusieurs hypothèses issues de la description de la structure MET faite précédemment, afin que le déroulement du dimensionnement puisse s'effectuer et aboutir. Notre étude se base uniquement sur deux points d'entrées, le choix du noyau magnétique ainsi que le choix du nombre de spires primaire. Ces deux points de départ sont dans un premier temps étudiés séparément afin de définir un certain nombre de paramètres utiles dans la procédure du dimensionnement. Ils sont ensuite regroupés afin de finaliser le calcul et d'aboutir à une structure entièrement dimensionnée. La Figure *II-15* permet de montrer les différentes étapes du dimensionnement. Celles-ci sont explicitées en détails de manière à ce que le déroulement de l'étude soit le plus clair possible.

a) Etape [1] à [5] : Choix du noyau magnétique

L'étude étant appliquée à une technologie d'intégration, nous limitons le choix du noyau parmi la série des noyaux planars Philips en forme E [30-FER]. Dans un premier temps le choix du noyau est fait aléatoirement, on l'appellera noyau *"X"*, aucune restriction ne rentre en compte a

priori pour l'instant. Par la suite il faudra bien entendu vérifier que le dimensionnement choisi convient au noyau sélectionné en terme d'encombrement. Ceci permet de définir un certain nombre d'éléments qui donnent accès à la poursuite du dimensionnement. Les dimensions du noyau *"X"* sont ainsi connues, et permettent de définir les réluctances du circuit magnétique indépendantes de la jambe sur laquelle l'entrefer est positionné, en l'occurrence la jambe centrale dans notre cas. Autrement dit les réluctances $\Re_g$ et $\Re_d$ peuvent être définies (Figure *II-14*).

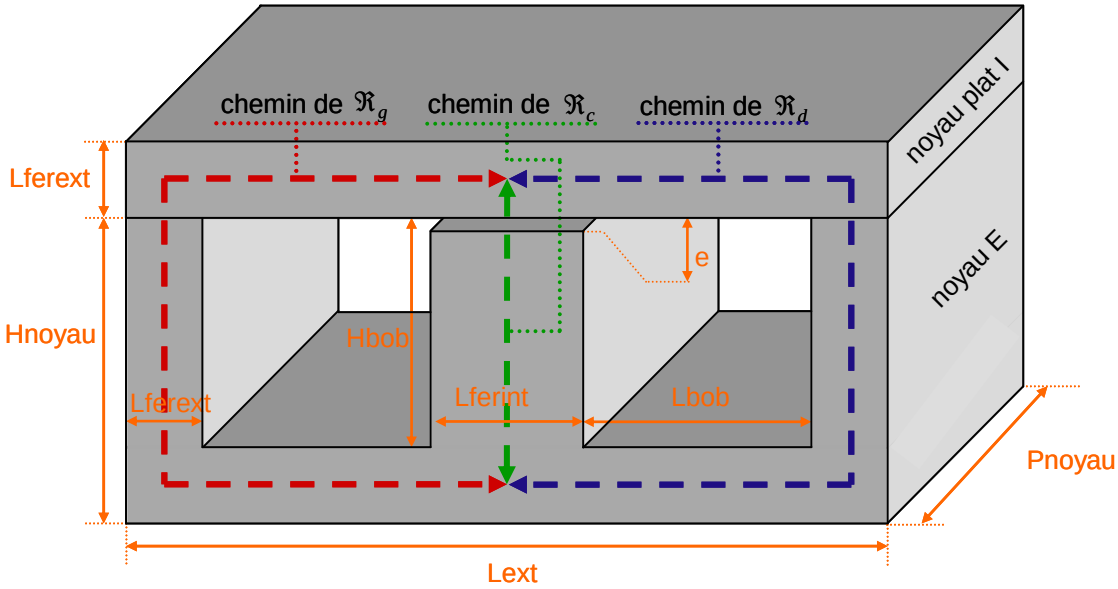


Figure II-14 : dimensions du noyau magnétique

Le noyau magnétique *"X"* est constitué d'un noyau planar en forme de E sur lequel est ajouté un noyau plat dit en forme de I pour refermer le circuit magnétique. Sa perméabilité μ_r est relativement forte. Le chemin gauche et le chemin droit sont identiques et de ce fait leurs réluctances aussi. Ces réluctances sont exprimables en fonction de la section de fer, de leur chemin et du produit des perméabilités de l'air et du fer $\mu_0\mu_r$.

$$\Re_g = \Re_d = \frac{chemin}{Sfer_{ext}} \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \qquad \textbf{II-38}$$

L'exploitation du choix de noyau s'achève ici pour l'instant. Les réluctances extérieures du circuit magnétique sont identifiées. Il reste encore à définir la réluctance de la jambe centrale, représentée par le chemin de $\Re_c$ sur la Figure *II-14*, qui va dépendre de la contrainte liée à la saturation du noyau magnétique ainsi que d'autres hypothèses simplificatrices qui découleront, en partie, du deuxième choix de base, à savoir celui du nombre de spires primaire N_1.

b) Etape [6] et [7] : Choix du nombre de spire primaire

Contrairement au choix du noyau, le nombre de spires ne peut pas être choisi aléatoirement. Bien entendu à ce niveau de l'étude celui-ci est libre, mais il faut tenir compte de la relation entrée-sortie. Cette dernière peut s'exprimer différemment de l'expression formulée par l'équation *II-35*. La structure MET fonctionne avec un courant magnétisant contrôlé entièrement grâce au dimensionnement de celle-ci. De cette manière il n'y a pas de risque de non démagnétisation entraînant une saturation du noyau magnétique. Ceci implique un choix du rapport cyclique α pouvant aller de 0 à 1 sans aucune contrainte. Afin de mieux répartir les pertes entre les différents éléments constituant la structure, le temps de conduction de chacun des secondaires doit être équitablement réparti. Nous choisissons donc un rapport cyclique α égal à 0,5. Ceci permet de déterminer numériquement la somme des coupleurs $m_{12} + m_{13}$ connaissant les tensions d'entrée et de sortie (*II-39*).

$$(m_{12} + m_{13}) = \frac{\alpha E}{Vs} = \frac{1}{5} \qquad \textbf{\textit{II-39}}$$

La somme de ces deux coupleurs peut être également exprimée analytiquement à partir des expressions de chacun données par l'équation *II-13* et permet d'aboutir à un quotient extrêmement simplifié par les conditions décrites jusqu'à maintenant. D'après les expressions de m_{12} et m_{13} tous les termes à réluctances disparaissent.

$$(m_{12} + m_{13}) = \frac{N_2}{N_1} = \frac{N_3}{N_1} \qquad \textbf{\textit{II-40}}$$

Ainsi en jumelant l'équation *II-39* à l'équation *II-40* nous obtenons un rapport de $\frac{N_2}{N_1}$ qui doit être égal à $\frac{1}{5}$. A partir de cette égalité nous pouvons choisir arbitrairement un nombre de spires primaires N_1. En se plaçant au strict minimum, autrement dit $N_2 = 1$, on aurait $N_1 = 5$. L'un des objectifs de l'ensemble de cette étude est de réaliser une capacité au sein du circuit planar multicouches. Autrement dit nous avons tout intérêt à choisir un nombre de spires primaire suffisamment élevé de façon à avoir le maximum de surface pour la réalisation de la capacité. Cependant nous ne pouvons pas augmenter N_1 indéfiniment, car le nombre de couche du circuit final représente le double du nombre de spires primaires, soit $2.N_1$. Dans un souci de coût on a intérêt à limiter le nombre de couches à réaliser, d'autant plus qu'il faut aussi prévoir que le nombre de couches choisi puisse prendre place dans la hauteur du noyau magnétique sélectionné. Le rapport des spires étant de $\frac{1}{5}$, N_1 sera un multiple de 5. En tenant compte de toutes ces

contraintes, dans un premier temps, et sous réserve de la non saturation du noyau magnétique, nous choisissons $N_1 = 10$ spires soit $N_2 = N_3 = 2$ spires. Ce choix n'est pas définitif et sera validé par la suite.

Nous avons défini suffisamment d'éléments pour aborder le dimensionnement de la réluctance de la jambe centrale $\Re_c$.

c) Etape [8] et [9] : Identification de la réluctance centrale $\Re_c$

Le dimensionnement de cette réluctance est étroitement lié à la contrainte en saturation du noyau magnétique. On s'autorise classiquement une induction magnétique maximale de $B_{\max} = 0.2\,Tesla$. Avant d'exprimer la réluctance $\Re_c$ en fonction des autres paramètres connus de la structure, nous devons développer un certain nombre d'expressions.

Le courant magnétisant étant connu, nous pouvons déduire aisément l'évolution du flux au cours du temps (*II-41*).

$$\Phi(t) = \frac{L_m}{N_1} i_m(t) \qquad \textbf{\textit{II-41}}$$

L'inductance magnétisante étant modélisée aux bornes de l'enroulement primaire, la section de fer permettant de déduire l'évolution temporelle du champ magnétique $B(t)$ est la section de la jambe extérieure du noyau magnétique sur laquelle se trouve cet enroulement. Connaissant le flux $\Phi(t)$, le champ $B(t)$ s'exprime par la relation de l'équation *II-42* .

$$B(t) = \frac{\Phi(t)}{Sfer_{ext}} \qquad \textbf{\textit{II-42}}$$

En jumelant ces deux dernières équations à la condition de saturation du noyau magnétique à savoir $B_{\max}$ nous pouvons établir la relation présentée par l'équation *II-43*.

$$B_{\max} = \frac{L_m im_{\max}}{N_1 Sfer_{ext}} \qquad \textbf{\textit{II-43}}$$

A partir de l'équation *II-43* en insérant successivement les expressions im_{max} (*II-29*), ΔIm (*II-18*), L_m et m_{13} (*II-13*), la réluctance $\Re_c$ est ainsi exprimable analytiquement et numériquement (*II-44*).

$$\Re_c = \frac{(m_{12} + m_{13}) N_1^2 Is}{2B_{\max} N_1 Sfer_{ext} - E\alpha T} - \frac{\Re_d}{2} \qquad \textbf{\textit{II-44}}$$

Tous les paramètres liés au schéma à réluctances, à savoir les nombres de spires et les réluctances sont définissables analytiquement et numériquement. Il reste à les valider en contrôlant l'ondulation du courant de sortie.

d) Etape [10] : Contrainte de l'ondulation du courant de sortie

Jusqu'à présent l'ondulation du courant de sortie (*II-32*) n'a pas été intégrée à la procédure de dimensionnement de par la lourdeur des expressions analytiques. Des choix ont été effectués mais non figés dans le cas où le dimensionnement réalisé ne répondrait pas aux cahiers des charges et plus précisément à l'ondulation de courant de sortie maximale autorisée. Nous fixons celle-ci à 10% de la valeur moyenne du courant de sortie désiré *Is*. Le cahier des charges fixant la puissance du convertisseur à 60W et la tension de sortie à 5V, le courant résultant *Is* est au niveau de 12A. Notre dimensionnement doit donc répondre à une ondulation maximale de 1,2A. Si l'ondulation calculée à partir de l'équation *II-32* est supérieure, nous devons dans ce cas augmenter le nombre de spires primaire N_1 de façon à réévaluer la réluctance $\Re_c$ et diminuer l'ondulation du courant de sortie. Si au contraire elle répond au cahier des charges, nous pouvons valider le dimensionnement fait jusqu'à maintenant sous réserve que celui-ci présente un encombrement inférieur à celui qu'offre le noyau choisi. Ceci va être analysé ultérieurement. Cette condition étant vérifiée nous pouvons passer à la suite du dimensionnement.

e) Etape [11] : Calcul de l'entrefer nécessaire

La réluctance $\Re_c$ étant définie nous pouvons ainsi en déduire l'entrefer *e* nécessaire pour le bon fonctionnement de la structure. La jambe centrale est modélisable en terme de réluctance par une réluctance $\Re_{fer}$ correspondant au noyau, et une réluctance $\Re_e$ correspondant à l'entrefer. Elles sont toutes les deux exprimables.

Réluctance du fer de la jambe centrale : $$\Re_{fer} = \frac{H_{noyau} - e}{Sfer_{\text{int}}} \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \qquad \textbf{II-45}$$

Réluctance de l'entrefer : $$\Re_e = \frac{e}{Sfer_{\text{int}}} \frac{1}{\mu_0} \qquad \textbf{II-46}$$

La réluctance $\Re_c$ dont a besoin la structure MET pour son bon fonctionnement, se répartit entre la partie magnétique traduite par $\Re_{fer}$ et la partie entrefer représentée par $\Re_e$. A partir de cette décomposition l'entrefer *e* peut être exprimé (*II-47*).

entrefer : $$e = \frac{\Re_c Sfer_{\text{int}} \mu_0 \mu_r - Hnoyau}{\mu_r - 1} \qquad \textbf{II-47}$$

f) Etape [12] : Calcul des paramètres du transformateur

Le dimensionnement étant achevé, sous réserve de l'encombrement adapté au noyau choisi, tous les paramètres du transformateur sont désormais identifiables numériquement en se référant à l'équation *II-13*.

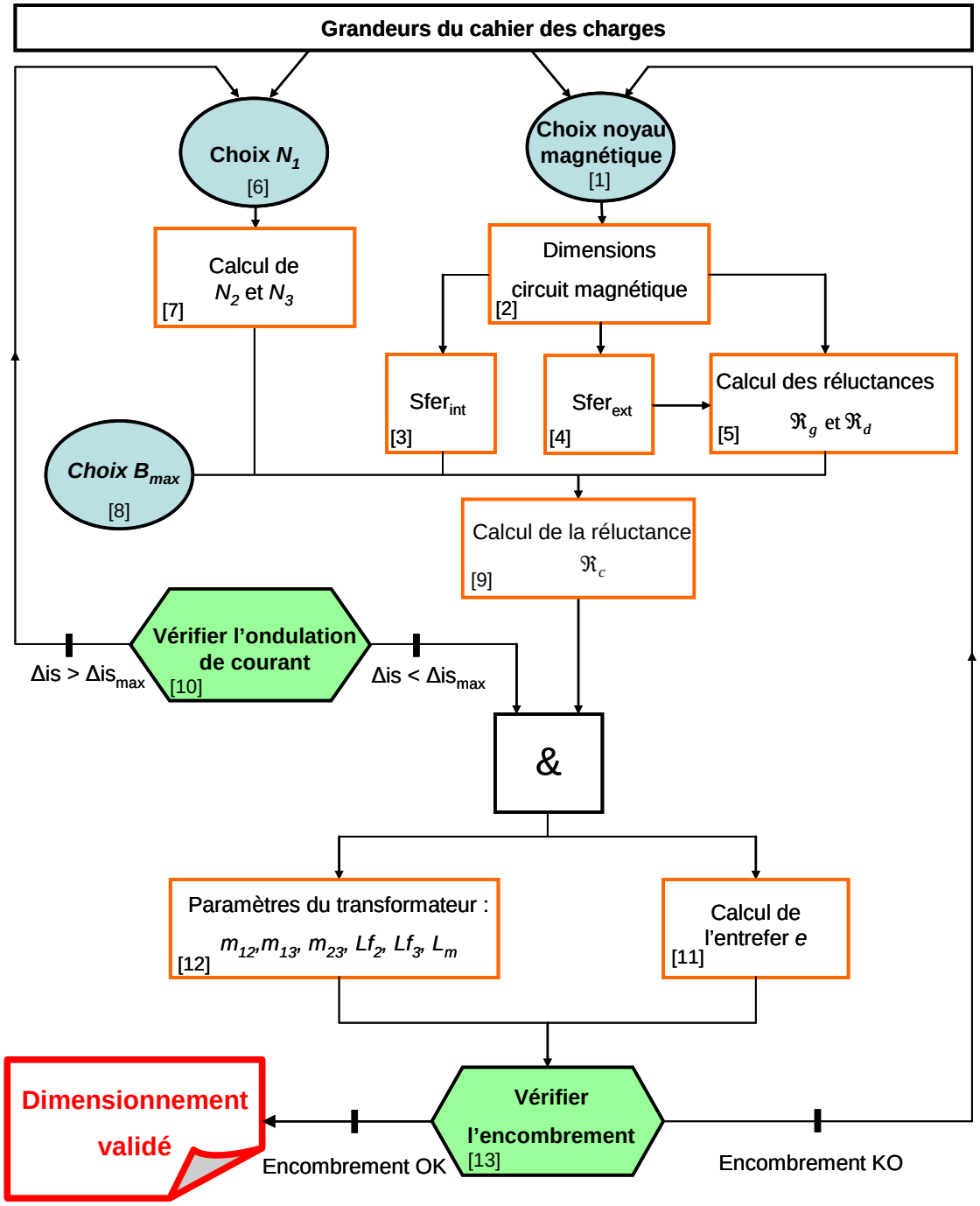


Figure II-15 : Procédure de dimensionnement de la structure MET simplifiée

Il reste l'étape [13] à analyser. De manière à identifier plus aisément les grandeurs en jeu numériquement parlant pour l'étude de l'encombrement, il est préférable de faire un bilan numérique retraçant l'étape [1] à l'étape [12].

II.3.5.4. Résultats numériques

En reprenant la procédure de dimensionnement largement détaillée précédemment, nous pouvons tirer un bilan numérique.

a) Les différentes grandeurs caractéristiques des courants et tensions

Courants	$is(t)$	$is_{\max} = 12.58A$	**Tensions**	$Vs(t)$	$Vs_{\max} = 5.125V$
		$is_{\min} = 11.42A$			$Vs_{\min} = 4.875V$
	$im(t)$	$im_{\max} = 0.78A$		$Vcr(t)$	$Vcr_{\max} = 102.5V$
		$im_{\min} = 0.39A$			$Vcr_{\min} = 97.5V$
	$i_1(t)$	$i_{1\max} = 2.68A$		$V_{D2inv\max} = 10V$	
		$i_{1\min} = 2.11A$		$V_{D3inv\max} = 10.5V$	
	$i_c(t)$	$i_{c\max} = 0.167A$		$V_{T1a\max} = 97.5V$	
		$i_{c\min} = -0.167A$		$V_{T1b\max} = 102.5V$	

Les Ondulations						
$\Delta Vcr = 5\%$ de Vcr		$\Delta Vs = 5\%$ de Vs		$\Delta Is = 10\%$ de Is		$\Delta \mathrm{Im} = 0.39A$
$Vcr = 100V$	$\Delta Vcr = 5V$	$Vs = 5V$	$\Delta Vcr = 0.5V$	$Is = 12A$	$\Delta Is = 1.17A$	

Tableau II-2 : Résultats numériques courants/tensions

b) Les différents paramètres de la structure

Le circuit magnétique choisi est le noyau planar Philips E38. Les résultats numériques sont centralisés dans le tableau ci-dessous.

noyau	E38	**Paramètres du transformateur**	$m_{12} = 0.151$
entrefer	$e = 0.162mm$		$m_{13} = 0.49$
Nombres de spires	$N_1 = 10$ spires		$m_{23} = 1$
	$N_2 = 2$ spires		$L_m = 256\mu H$
	$N_3 = 2$ spires		$Lf_2 = 4.4\mu H$
Réluctances	$\Re_g = 222.10^3 H^{-1}$		$Lf_3 = 0\mu H$
	$\Re_d = 222.10^3 H^{-1}$	**Capacités**	$Cr = 16\eta F$
	$\Re_c = 690.10^3 H^{-1}$		$Cs_{\min} = 2.4\mu F$

Tableau II-3 : Résultats numériques des différents paramètres de la structure

II.3.5.5. Calcul de l'encombrement pris par le circuit LCT

a) Choix des côtes

Avant de vérifier si les enroulements dimensionnés ont la place d'être installés dans les fenêtres du noyau choisi, un certain nombre de cotes sont à préciser. Le choix de celles-ci est lié à la classe de fabrication envisagée et aux différentes contraintes physiques issues du cahier des charges de la structure. Le circuit planar étant réalisé par une entreprise extérieur au laboratoire [31-SOF], nous avons fixé les cotes après avoir converser avec cette société sur leurs capacités technologiques de réalisation de circuit imprimé sur des matériaux souples comme le kapton. La Figure *II-16* indique les différentes cotes prises en compte. Le schéma n'est pas complet et est limité à 4 couches, ce qui est suffisant pour distinguer toutes les cotes que nous voulons mettre en avant dans ce paragraphe.

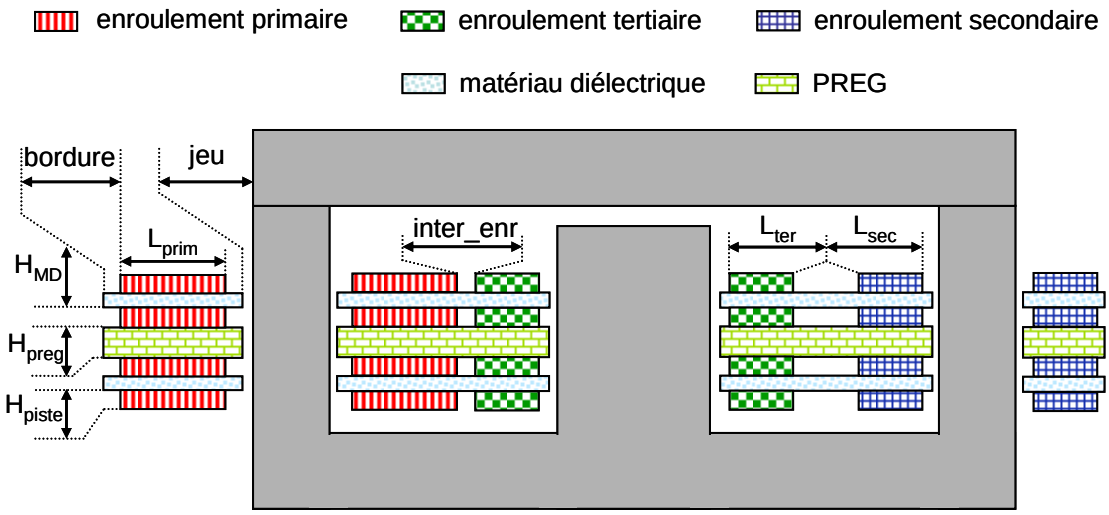


Figure II-16 : Cotes et dimensions du circuit imprimé

Le choix du matériau diélectrique sera explicité lors du prochain chapitre. Il est constitué d'une feuille de matériau diélectrique d'une épaisseur $H_{MD} = 25\mu m$, et cuivré sur les deux faces de $H_{piste} = 36\mu m$ de cuivre. Entre deux plaques de matériau diélectrique cuivré une isolation est requise et insérée. Celle-ci peut être une colle isolante ou un époxy type FR4. Nous prévoyons une épaisseur de $H_{preg} = 140\mu m$. Cette épaisseur dépend de la quantité de colle et de la pression appliquée sur les plaques lors du collage. Il faut aussi prévoir un jeu afin d'insérer aisément le circuit magnétique dans le circuit imprimé après réalisation de celui-ci, ce jeu est choisi en fonction de la précision d'usinage que la fabrication peut nous garantir et est fixé à un $jeu = 0.25mm$. La classe de routage que l'on souhaitera va imposer les cotes *bordure* et *inter_enr*. Plus la classe est élevée, plus les normes minimales de réalisation peuvent être fines, et bien entendu le coût va croître. Nous nous sommes limités à la classe 2 car, pour cette application,

cette classe nous garanti des cotes minimales suffisantes. On fixe une bordure à $bordure = 0.5mm$ et une distance minimale entre enroulements $\inter_enr = 0.5mm$. Nous disposons désormais de toutes les cotes nécessaires pour analyser l'encombrement que prend le dispositif LCT au sein du noyau magnétique.

unité : mm

	Classes					
	1	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**
Largeur minimale des conducteurs	0.70	0.45	0.28	0.19	0.13	0.09
Espacement minimal : - **entre conducteurs** - **entre conducteur et pastille**	0.60	0.45	0.28	0.19	0.13	0.09
Ecart par rapport à une position théorique du centre d'un motif	0.20	0.10	0.05	0.04	0.03	0.03

Tableau II-4 : Critères d'appartenance à une classe

b) Calcul des largeurs de pistes

Afin de déterminer la largeur de chacune des pistes, nous devons exprimer les courants efficaces de chaque enroulement. Pour cela il suffit de reprendre les évolutions des courants au cours du temps et d'en calculer la valeur efficace. Nous aboutissons aux résultats suivants :

Courant efficace primaire : $$i_{1eff} = \frac{1}{2\sqrt{3}}\sqrt{12\alpha Is^2(m_{12}+m_{13})^2 + \Delta I_m{}^2} = 1.7A \qquad \textbf{II-48}$$

Courant efficace secondaire : $$i_{2eff} = \frac{1}{2\sqrt{3}}\sqrt{\alpha\left(12Is^2 + \Delta Is^2\right)} = 8.5A \qquad \textbf{II-49}$$

Courant efficace tertiaire : $$i_{3eff} = \frac{1}{2\sqrt{3}}\sqrt{(1-\alpha)\left(12Is^2 + \Delta Is^2\right)} = 8.5A \qquad \textbf{II-50}$$

Nous choisissons une densité de courant générique, applicable à chacun des enroulements, assez élevée en raison de la technologie planar utilisée, $J = 10\frac{A}{mm^2}$. Il faut savoir que les densités données pour les calculs des cotes normatives sont généralement aux alentours de $30\frac{A}{mm^2}$, autrement dit notre choix de densité de courant est relativement peu contraint. Nous pouvons ainsi exprimer les sections de cuivres utiles (*II-51*).

$$Scu_1 = \frac{i_{1eff}}{J} = 0.17mm^2 \qquad Scu_2 = \frac{i_{2eff}}{J} = 0.85mm^2 \qquad Scu_3 = \frac{i_{3eff}}{J} = 0.85mm^2 \qquad \textbf{II-51}$$

Connaissant les sections de chacun des enroulements ainsi que la hauteur d'une piste, les largeurs de chacune des pistes sont définissables et calculables (*II-52*).

$$Ls_1 = \frac{Scu_1}{H_{piste}} = 4.73mm \qquad Ls_2 = \frac{Scu_2}{H_{piste}} = 23.58mm \qquad Ls_3 = \frac{Scu_3}{H_{piste}} = 23.58mm \qquad \textbf{II-52}$$

La largeur des conducteurs de chaque enroulement que l'on retrouve sur chacune des couches dépend de la configuration choisie (Figure *II-9*). Cette disposition magnétique se traduit par l'enroulement primaire sur la jambe extérieure gauche, le secondaire sur celle opposée et le tertiaire sur la jambe centrale comme illustré en Figure *II-16*. Le primaire ayant 10 spires, en tenant compte du principe du LCT, un deuxième primaire est nécessaire et le nombre de couches doit être de 20. Autrement dit nous disposons de 20 couches pour réaliser les 2 spires de chacun des secondaires. Deux configurations s'offrent à nous. Soit nous plaçons 2 conducteurs par couche qui seront en parallèle sur 20 couches de manière à obtenir les 2 spires. Soit nous on se limite à un conducteur par couche, mis en parallèle sur 10 couches pour obtenir 1 spire et réitérer ceci sur les 10 autres couches du circuit. Pour l'étude de l'encombrement on se restreint à la 2ème solutions mettant en œuvre un conducteur par couche. On verra que ce sera cette solution qui sera au final adoptée pour le dispositif LCT. Ces configurations seront détaillées dans le chapitre *IV* (paragraphe *IV.2*) ainsi que la justification du choix effectué. En partant de cette répartition des enroulements nous pouvons déterminer la largeur de chacun des conducteurs placés sur une couche. Côté primaire, la largeur du conducteur ne change pas et reste celle calculée par l'équation *II-52*. Concernant les secondaires la largeur des pistes calculée doit être divisée par la moitié du nombre de couche une spire étant répartie sur 10 couches.

$$L_{prim} = Ls_1 = 4.73mm \qquad L_{\sec} = \frac{Ls_2}{10} = 2.4mm \qquad L_{ter} = \frac{Ls_3}{10} = 2.4mm \qquad \textbf{II-53}$$

c) Vérifier l'encombrement par fenêtre

Nous avons tous les éléments pour déterminer désormais la place occupée par les bobinages du LCT dans chacune des fenêtres. Celle-ci doit être inférieure à la largeur de la fenêtre qu'offre le noyau choisi à savoir $Lbob = 11.32mm$.

$$Lfenetre_{gauche} = 2\,jeu + 2bordure + L_{prim} + L_{ter} + \text{int}er_enr = 9.1mm \qquad \textbf{II-54}$$

$$Lfenetre_{droite} = 2\,jeu + 2bordure + L_{\sec} + L_{ter} + \text{int}er_enr = 6.8mm \qquad \textbf{II-55}$$

On constate que le noyau convient à ce dimensionnement avec une certaine marge. Dans le cas de la fenêtre gauche, cette marge peut être utile pour agrandir la surface du primaire et donc agrandir la capacité Cr. Nous pouvons au contraire choisir d'agrandir la distance entre les enroulements de manière à limiter les perturbations entre eux par effet de proximité.

Dans le cas contraire où le noyau ne conviendrait pas, il suffirait de prendre un noyau plus grand et de réitérer intégralement la procédure de dimensionnement. Ce noyau convenant avec une certaine marge on pourrait imaginer prendre un noyau plus petit pour gagner encore en volume. Malheureusement ceci se ferait aux dépends de l'ondulation du courant de sortie qui serait dans ce cas à 2.3A soit nettement supérieur à 1.2A autorisé.

Le dimensionnement est totalement achevé, nous pouvons intégrer les paramètres calculés au sein de simulations afin de valider le fonctionnement de la structure MET.

C H A P I T R E II

LA STRUCTURE MET

CONCLUSION

Au cours de ce chapitre il a été étudié l'adaptabilité du composant LCT à des structures connues et classiques. Il s'avère que ce dispositif est bien approprié à des convertisseurs à résonance où les capacités à intégrer sont de faibles valeurs (inférieur à la dizaine de nF). A l'heure actuelle les seules réalisations de prototype LCT se résument à des applications à résonance. Industriellement il est dans son intérêt de pouvoir l'utiliser au sein de convertisseurs à commutation dure qui ont un grand nombre d'applications. L'expansion du LCT dépend principalement de l'évolution des performances des matériaux diélectriques qui ne permettent pas actuellement d'envisager l'intégration de capacité de l'ordre du μF telle que celle d'un filtrage de sortie. C'est pourquoi actuellement l'insertion d'un composant LCT n'est pas envisageable pour les structures classiques à commutation dure. Néanmoins de manière à faire progresser ce dispositif, une nouvelle structure, intitulé structure MET, est ressortie du tour d'horizon des convertisseurs en électronique de puissance. Elle est assimilable à un forward avec un transfert d'énergie direct dans une première phase où une partie de l'énergie est également stockée dans le troisième enroulement. Dans la seconde phase assimilable à celle d'un flyback, le transfert de l'énergie vers la sortie s'effectue par le troisième enroulement où l'équilibre magnétique doit être géré. On parle alors de Transfert à Energie Mixte ou encore de structure MET. Son fonctionnement et son dimensionnement ont été largement décris au sein de ce chapitre. L'avantage est de ne pas avoir d'inductance de sortie qui est gérée au sein du transformateur à trois enroulements et contrôlée en insérant le modèle magnétique du transformateur au dimensionnement de la structure. L'élément capacitif intégré reste de faible valeur (15nF), il a pour rôle d'écrêter la tension aux bornes des interrupteurs de puissance et d'assurer une non saturation du noyau magnétique en contrôlant l'équilibre du courant magnétisant.

L'étape suivante, abordée au cours du prochain chapitre, consiste à valider tout ce travail de dimensionnement et de fonctionnement de la structure MET par une caractérisation numérique des paramètres magnétiques du transformateur à trois enroulements à l'aide du logiciel FLUX. Il est également intéressant de comparer, en terme de volume des éléments magnétiques, cette structure MET à celles classiques comme le forward et le flyback.

Chapitre III : Validation et intérêt de la structure MET

C H A P I T R E III

VALIDATION ET INTÉRÊT DE LA STRUCTURE MET

INTRODUCTION

La structure MET dans laquelle nous allons insérer un dispositif LCT, a été introduite au précédent chapitre. Son dimensionnement a été développé et a permis d'identifier analytiquement la structure dans son intégralité en fonction d'un cahier des charges fixé préalablement. Parmi ces identifications figurent les paramètres du modèle magnétique du transformateur composés par l'inductance magnétisante, les inductances de fuites ainsi que les différents coupleurs. Au cours de ce chapitre, de manière à valider le dimensionnement de ces paramètres, nous devons simulés magnéto harmoniquement le prototype LCT de manière à caractériser le transformateur numériquement à l'aide de l'outils FLUX. Un important travail de préparation à la simulation est à faire au préalable afin d'établir la géométrie et la physique du dispositif LCT relativement complexe. On peut ensuite réinjecter ces paramètres obtenus dans une simulation de type circuit à l'aide du logiciel PSIM afin de simuler la structure MET temporellement. De cette façon nous pourrons comparer les fonctionnements de la structure avec les paramètres obtenus théoriquement à l'issu du dimensionnement, et avec les paramètres issus de la caractérisation numérique du transformateur. Ce chapitre fait également l'objet d'une étude ayant pour objectif la comparaison volumique des éléments magnétiques de la structure MET avec ceux que l'on retrouve dans les deux alimentations à découpage les plus couramment utilisées, à savoir le flyback et le forward. Un dimensionnement de chacun des convertisseurs étudiés est à faire postérieurement.

Sommaire

III.1. Validation numérique de la structure MET 95

III.1.1. Validation des paramètres du transformateur 95

III.1.1.1. Simulation magnéto harmonique (Flux2D) 95

III.1.1.2. Caractérisation numérique du transformateur 99

III.1.1.3. Comparaison numérique/théorique des paramètres 104

III.1.2. Analyse de la structure par simulation de type circuit 104

III.1.2.1. Conditions de simulation 105

III.1.2.2. Validation du principe de fonctionnement 105

III.1.2.3. Influence de l'inductance de fuite L_{f3} 106

III.2. Comparaison volumique de la structure MET à d'autres structures 109

III.2.1. Critères de comparaison 109

III.2.2. Les dimensionnements des parties magnétiques 109

III.2.2.1. Le transformateur de la structure MET 109

III.2.2.2. Structure classiques forward et flyback 111

III.2.3. Bilan de la comparaison volumique 113

III.1.Validation numérique de la structure MET

Afin de valider toute la partie dimensionnement ainsi que le principe de fonctionnement de la structure MET, nous avons procédé à un large travail de simulation à l'aide de différents outils numériques. Deux logiciels ont été utilisés, PSIM pour les simulations de type circuit et FLUX pour l'analyse magnéto harmonique par simulation éléments finis 2D [32-FLUX].

III.1.1. Validation des paramètres du transformateur

Dans un premier temps, nous avons besoin de confirmer le dimensionnement de chacun des paramètres du transformateur. Pour cela nous avons effectué une simulation magnéto harmonique à l'aide de l'outil FLUX.

III.1.1.1. Simulation magnéto harmonique (Flux2D)

L'utilisation de FLUX se restreint à une simulation de type 2D suffisante pour une analyse magnéto harmonique, d'autant que la possibilité d'utiliser l'outils 3D reste dans ce cas, limitée en terme de nombre de conducteurs, la complexité des différents algorithmes de résolution étant multipliée.

a) Préparation de la simulation magnéto harmonique

L'objectif de cette simulation est simplement d'identifier les paramètres du transformateur, on s'intéresse uniquement à l'aspect magnétique de la structure. Le principe du logiciel FLUX est de construire une géométrie et d'associer à chaque surface des paramètres physiques suivant la nature du matériau associé. Cette analyse se base sur la configuration choisie des conducteurs, étudiée au cours du chapitre précédent lors du calcul de l'encombrement, autrement dit un enroulement par jambe magnétique, le tout modélisé par un circuit à 20 couches (chapitre *II*, paragraphe *II.3.5.5*). Un conducteur aller et un conducteur retour sont disposés par couche et par enroulement, soit 6 conducteurs par couche (Figure *II-16*). Des connexions sont à effectuer entre les différents conducteurs de façon à reproduire les nombres de spires souhaités N_1, N_2 et N_3. Celles-ci se font par un circuit électrique à base de conducteurs massifs représentant chaque conducteur de la configuration (Figure *III-1*). Ce circuit est ensuite importé et associé à la partie géométrie/physique dans laquelle la configuration souhaitée a été construite. Il s'agit d'associer chaque conducteur massif, au nombre de 120, aux 120 surfaces représentants les différents conducteurs de la structure.

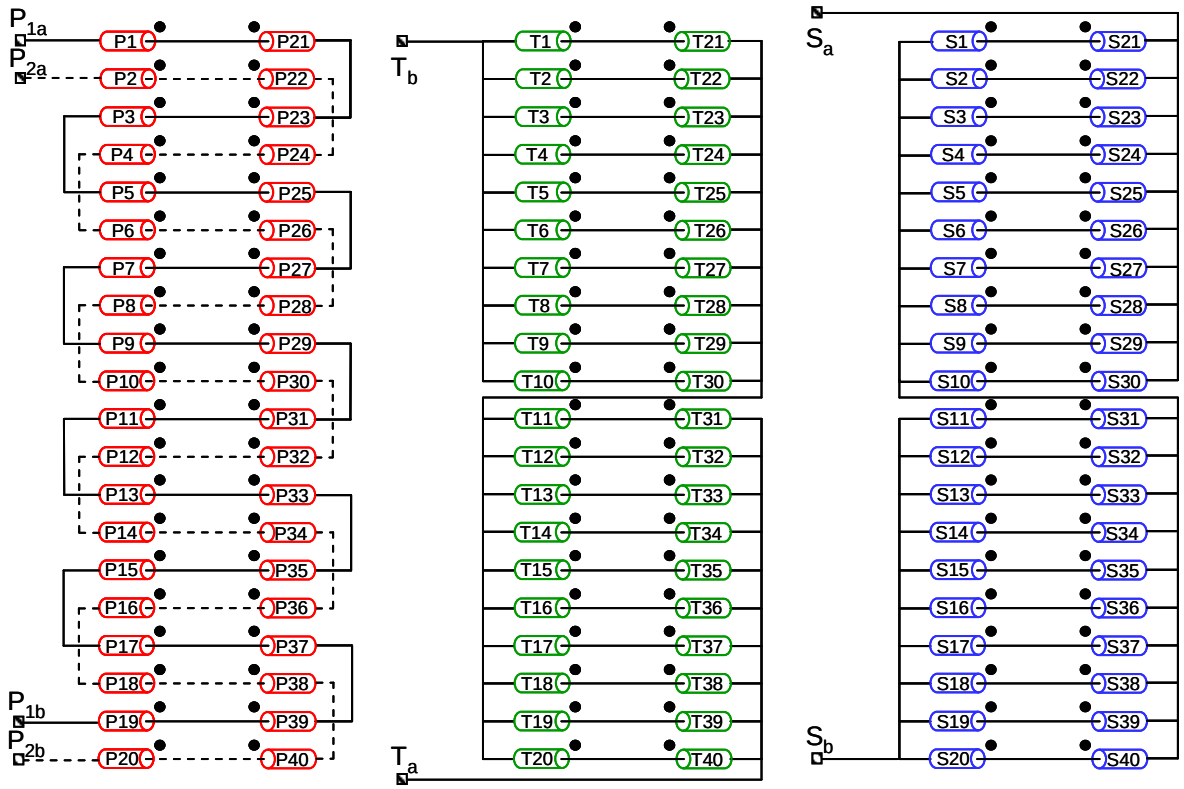


Figure III-1 : Schéma électrique flux avec les connexions des conducteurs massifs

On peut distinguer sur chaque conducteur un indicateur sous forme de point, permettant de préciser le sens d'entrée du courant positif. Il faut imaginer que le conducteur massif rentre dans le plan avec une borne correspondant à la face avant et une autre borne correspondant à la face arrière. Ainsi on peut aisément connecter les conducteurs entre eux de manière à reproduire une spire dans un premier temps et ensuite les enroulements complets souhaités.

b) Paramètres physiques

L'étude se résumant à identifier les paramètres magnétiques du transformateur, seul les conducteurs sont caractérisés physiquement par un matériau cuivre dans lequel la résistance du cuivre est précisée $\rho cuivre = 1.673.10^{-8} \Omega.m$. L'étude n'étant pas statique, les couches de matériau diélectrique ainsi que les couches intermédiaires aux feuilles de matériau diélectrique sont modélisées comme du vide. Le noyau magnétique est, quant à lui, considéré comme parfait avec une perméabilité très grande donnée par la nature du noyau E38, $\mu_r = 1520$, ceci se traduira par des pertes fer résultantes nulles à prendre en compte lors des résultats de simulation.

c) Maillage

La finesse du maillage est à choisir en fonction de la fréquence à laquelle la simulation doit

être faite. Dans notre cas, deux contraintes vont borner ce choix. D'une part, cherchant à étudier le comportement fréquentiel du dispositif, il est souhaitable d'atteindre des fréquences au-delà de la fréquence de fonctionnement prévue. D'autre part, l'architecture de la structure étant relativement complexe et présentant des couches minces, nous sommes limités en terme de résolution de la simulation. La règle concernant le maillage permettant d'obtenir des résultats cohérents et fiables, est de placer au minimum 2 mailles dans l'épaisseur de peau du cuivre, celle-ci étant liée à la fréquence.

Epaisseur de peau du cuivre : $$\partial cuivre = \sqrt{\frac{\rho cuivre}{\pi \mu_0 F}} \qquad \textbf{\textit{III-1}}$$

Le nombre de mailles va croître avec la fréquence, donc la résolution sera elle plus lourde voire impossible si le maillage devient trop important. En respectant la condition de deux mailles par effet de peau, et compte tenu des restrictions en terme de capacité de calcul, nous avons effectué des simulations sur une plage de fréquence allant de 5Hz à 750kHz.

d) Description des simulations pour établir le schéma équivalent au LCT :

La thèse d'Ambroise Schellmans [27-SCH99] décrit une méthode permettant l'identification des paramètres d'un transformateur grâce à différentes mesures d'impédances. Par exemple, pour un transformateur à trois enroulements, six paramètres sont à déterminer pour une identification magnétique, ils le seront par six mesures d'impédances réalisées dans des configurations bien particulières présentées Figure *III-2*. A ce niveau de l'étude, nous ne disposons pas de prototype, il s'agit donc de reproduire ces six essais pratiques par la simulation, ce qui nous permettra de valider les paramètres de la structure choisie.

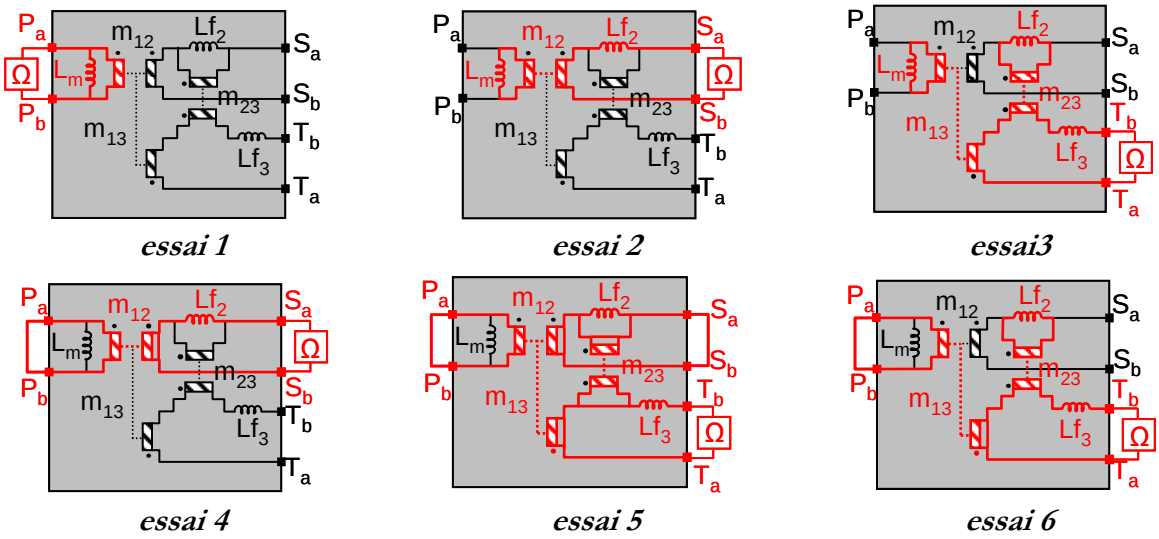


Figure III-2 : Les 6 schémas de mesure des paramètres simplifiés du transformateur

- **<u>essai 1 :</u>** Mesure de l'impédance entre les bornes de l'enroulement primaire (bornes P_a et P_b) avec les deux enroulements secondaires à vide. Cet essai permet d'identifier en fonction de la fréquence l'inductance à vide L_{01}, qui n'est autre que l'inductance magnétisante L_m, ainsi que la résistance série de l'enroulement primaire R_1.
- **<u>essai 2 :</u>** Mesure de l'impédance de l'enroulement secondaire (bornes S_a et S_b), avec les deux autres enroulements à vide. De la même façon que le premier essai, l'inductance à vide L_{02} ainsi que la résistance série de l'enroulement secondaire R_2 sont identifiables en fonction de la fréquence. L'inductance L_{01} relevée est une composition de l'inductance de fuite Lf_2 avec l'inductance magnétisante L_m ramenée sur la maille secondaire par l'intermédiaire du coupleur m_{12}.
- **<u>essai 3 :</u>** Le troisième essai consiste à mesurer l'impédance de l'enroulement tertiaire (bornes T_a et T_b), avec les deux autres enroulements à vide. Nous en déduisons l'évolution fréquentielle de la résistance série de l'enroulement secondaire R_3 ainsi que l'inductance à vide L_{03}. Cette dernière n'est autre que l'inductance de fuite Lf_3 en série avec l'inductance de fuite Lf_2 et l'inductance magnétisante L_m ramenées sur la maille tertiaire respectivement par l'intermédiaire des coupleurs m_{23} et m_{12}.
- **<u>essai 4 :</u>** Mesure de l'impédance de l'enroulement secondaire (bornes S_a et S_b), avec le primaire en court circuit et le tertiaire à vide. Par l'intermédiaire du coupleur m_{12} le court circuit se retrouve dans la maille du secondaire et permet d'identifier l'inductance de fuite Lf_2.
- **<u>essai 5 :</u>** L'inductance de fuite Lf_3 est identifiable en mesurant l'impédance de l'enroulement tertiaire (bornes T_a et T_b), avec les deux autres enroulements en court circuit. En effet le court circuit primaire se retrouve dans la maille tertiaire par l'intermédiaire du coupleur m_{13} ainsi que le court circuit secondaire à travers le m_{12}.
- **<u>essai 6 :</u>** Il est nécessaire de faire un sixième essai qui permettra ensuite de déduire les différents coupleurs de la modélisation du transformateur. Celle-ci consiste à mesurer l'impédance de l'enroulement tertiaire (bornes T_a et T_b), avec le primaire en court circuit et le secondaire à vide. Ainsi l'inductance mesurée est composée des inductances de fuites Lf_3 ainsi que Lf_2 ramené au tertiaire par l'intermédiaire du coupleur m_{23}. Elle est nommée Lc_3.

Les résistances R_1, R_2 et R_3 ne sont pas représentées sur le modèle magnétique du transformateur présenté au chapitre *II* paragraphe *II.3.1*, mais elles sont chacune en série sur leur enroulement respectif et permettront d'évaluer les pertes par enroulements à la fréquence de travail souhaitée. Ceci reste dans le cadre de la simulation, autrement dit en aucun cas ce calcul

permet de justifier l'intégralité des pertes du dispositif LCT en tenant compte des hypothèses faites. De plus la simulation se résumant à deux dimensions aucun des effets de tête de bobine, qui seront bien présents sur le prototype final, ne sont pris en compte. C'est pourquoi ce calcul de pertes donnera simplement un ordre de grandeur de la dissipation de chaque enroulement qui sera à majorer sur le prototype final.

III.1.1.2. Caractérisation numérique du transformateur

a) Procédure de la simulation

Pour la mesure nous utiliserons un pont d'impédance afin de relever l'évolution de l'impédance et de la phase en fonction de la fréquence vues d'un enroulement suivant l'essai réalisé. Dans le cas de la simulation il s'agit de remplacer le pont d'impédance par une source de tension alternative disponible dans le mode *"circuit"* du logiciel FLUX afin de reproduire les essais. Le mode d'exploitation du logiciel permet d'obtenir graphiquement toutes les grandeurs électriques liées au circuit simulé. De cette manière, en relevant la tension et le courant d'entrée, nous pouvons aisément en déduire l'impédance d'entrée vue de l'enroulement en question. FLUX permet également de calculer la phase d'une grandeur physique au choix, ce qui permet d'en extraire celle de l'impédance d'entrée.

En disposant de la phase et du module de l'impédance d'entrée pour chaque essai, on peut analyser le comportement inductif et résistif du dispositif en séparant la partie réelle de la partie imaginaire (*III-2* et *III-3*).

Partie résistive de l'impédance Z : $R = |Z|\cos(\phi)$ ***III-2***

Partie inductive de l'impédance Z : $L = \dfrac{|Z|\sin(\phi)}{2\pi.freq}$ ***III-3***

Cette procédure est applicable aux six simulations, ce qui permet de définir l'intégralité des paramètres du transformateur, à savoir les inductances, les coupleurs ainsi que les résistances de chaque enroulement.

b) Les simulations à vide (simulation 1 à 3)

L'objectif de ces trois simulations est d'identifier les inductances à vide de chaque enroulement, nécessaires pour finaliser la caractérisation des paramètres du modèle magnétique du transformateur. C'est par ces simulations à vide que les résistances de chaque enroulement sont également identifiables. Le module et l'argument de chacun des essais sont présentés ci-dessous.

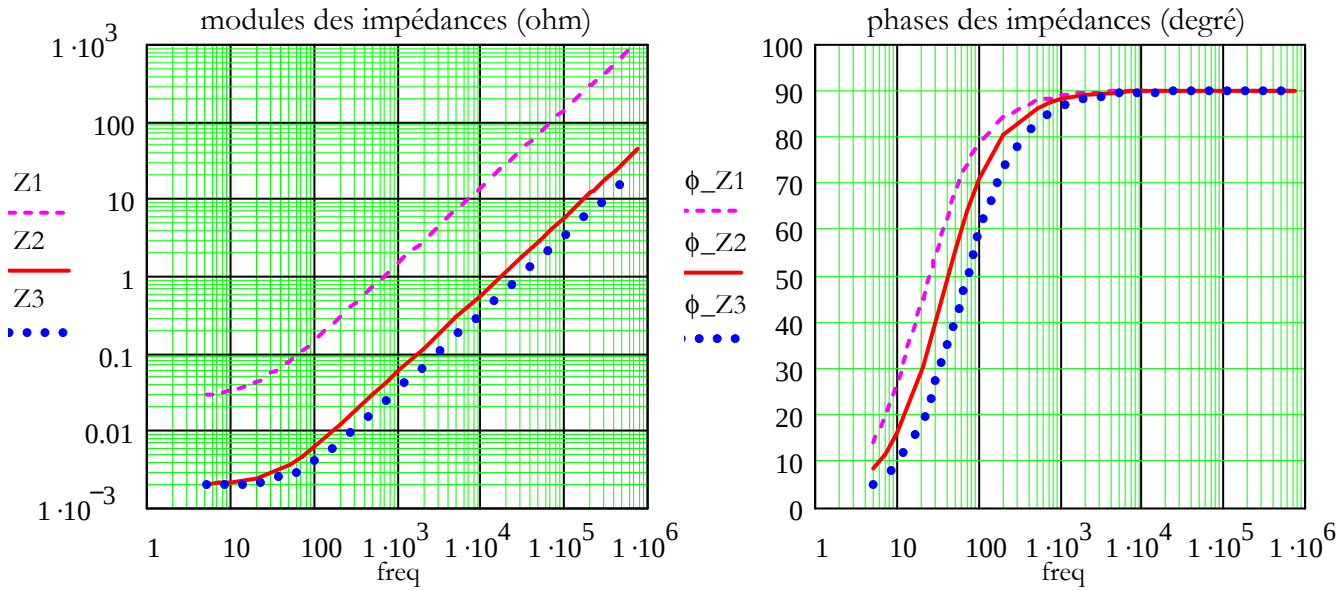


Figure III-3 : modules et phases résultant des simulations à vide (simulation 1, 2 et 3)

En se référant à la Figure *III-3*, on constate que les enroulements ont un comportement résistif aux basses fréquences et ensuite ils deviennent inductifs. Flux permet de jumeler une simulation électrostatique et une simulation magnétodynamique afin de rendre compte des effets capacitifs. Malgré tout, nous n'avons pas effectué les simulations dans ce cas car les valeurs de capacité que nous aurions obtenues auraient été très éloignées de la réalité car les têtes de bobine ne peuvent pas être prises en compte dans une simulation 2D. Ce couplage électrostatique magnétodynamique n'est pas, par ailleurs, disponible sur Flux 3D.

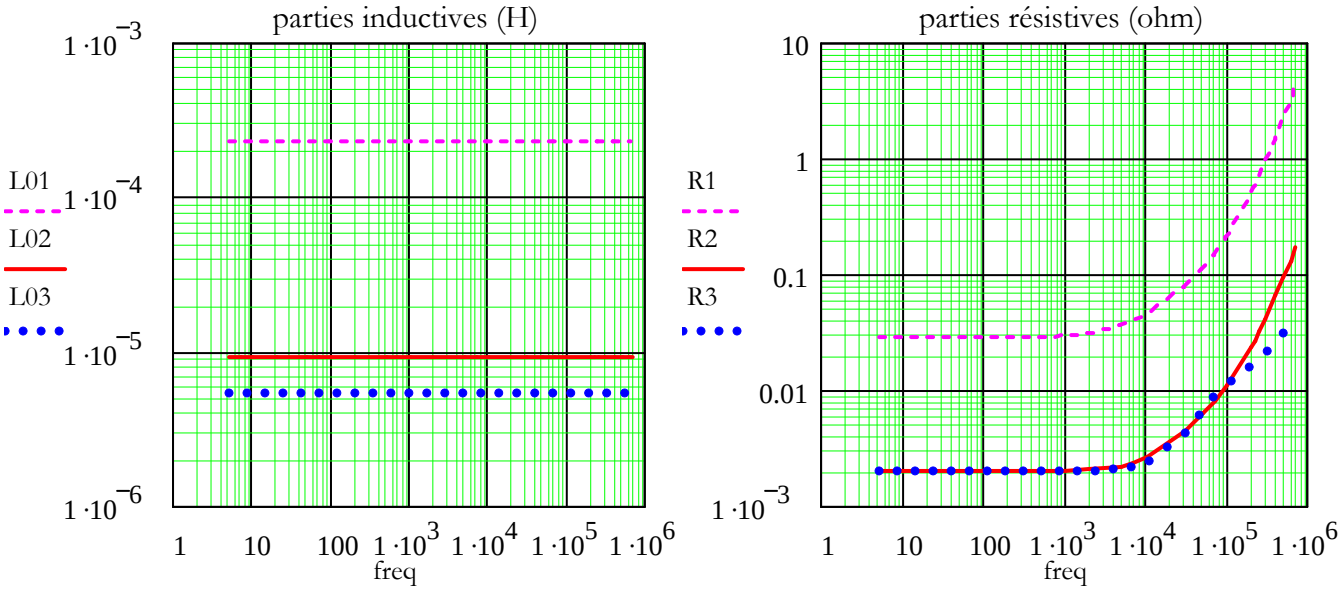


Figure III-4 : parties résistives et parties inductives de chaque enroulement

On peut remarquer que les effets capacitifs qui en réalité seront présents dans le prototype

final, n'apparaissent donc pas dans ces résultats.

A partir des équations *III-2* et *III-3*, les parties inductives et résistives de chaque enroulement peuvent être séparées (Figure *III-4*). Les inductances restent quasi constantes en fonction de la fréquence contrairement aux résistances qui croissent rapidement lorsqu'on approche les hautes fréquences. Ceci est dû aux effets de peau et de proximité de plus en plus présents.
En se plaçant à la fréquence de fonctionnement de la structure MET, autrement dit 250kHz, les différentes inductances et résistances d'enroulements sont déterminables.

Inductances à vide par enroulement : $L_{01} = 229.5\mu H$ $L_{02} = 9.3\mu H$ $L_{03} = 5.4\mu H$ ***III-4***

Résistances par enroulement : $R_1 = 704m\Omega$ $R_2 = 32m\Omega$ $R3 = 19m\Omega$ ***III-5***

L'identification des résistances permet d'évaluer les pertes engendrées par bobinage connaissant les courants efficaces dans chacun des enroulements (*II-48*, *II-49* et *II-50*). A l'image des résistances les pertes de chaque enroulement vont croître considérablement à partir d'une certaine fréquence (Figure *III-5*).

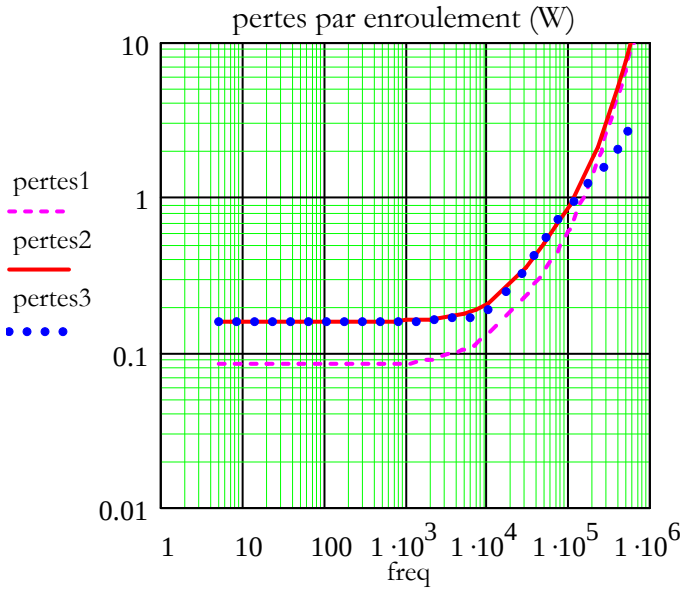


Figure III-5 : pertes dissipées par enroulement

Ainsi les pertes peuvent être évaluées dans chaque enroulement à la fréquence de travail du dispositif (*III-6*). Rappelons que ceci permet de définir un ordre de grandeur de la dissipation du transformateur due aux effets de peau ainsi qu'aux effets de proximité. Cette évaluation est considérée comme un minimum puisque les effets de « tête de bobine » ne sont pas pris en compte étant donné que les simulations sont faites en 2D et non en 3D.

Pertes par enroulement : $pertes_1 = 2.04W$ $pertes_2 = 2.5W$ $pertes_3 = 1.5W$ ***III-6***

Les pertes totales du transformateur sont estimées à 6W au point de fonctionnement désiré.

c) Les simulations en court-circuit (simulation 4 à 6)

Ces trois simulations permettent d'identifier les paramètres du modèle du transformateur non caractérisés jusqu'à présent, à savoir les inductances de fuites et les différents coupleurs. La procédure d'analyse est similaire à celle utilisée pour les simulations à vide, à la différence près que cette fois-ci il n'est pas nécessaire d'extraire la partie résistive les résistances des enroulements étant déjà identifiées. De la même façon, en prélevant le module et la phase de l'impédance de la simulation en question, on peut en déduire la partie inductive.

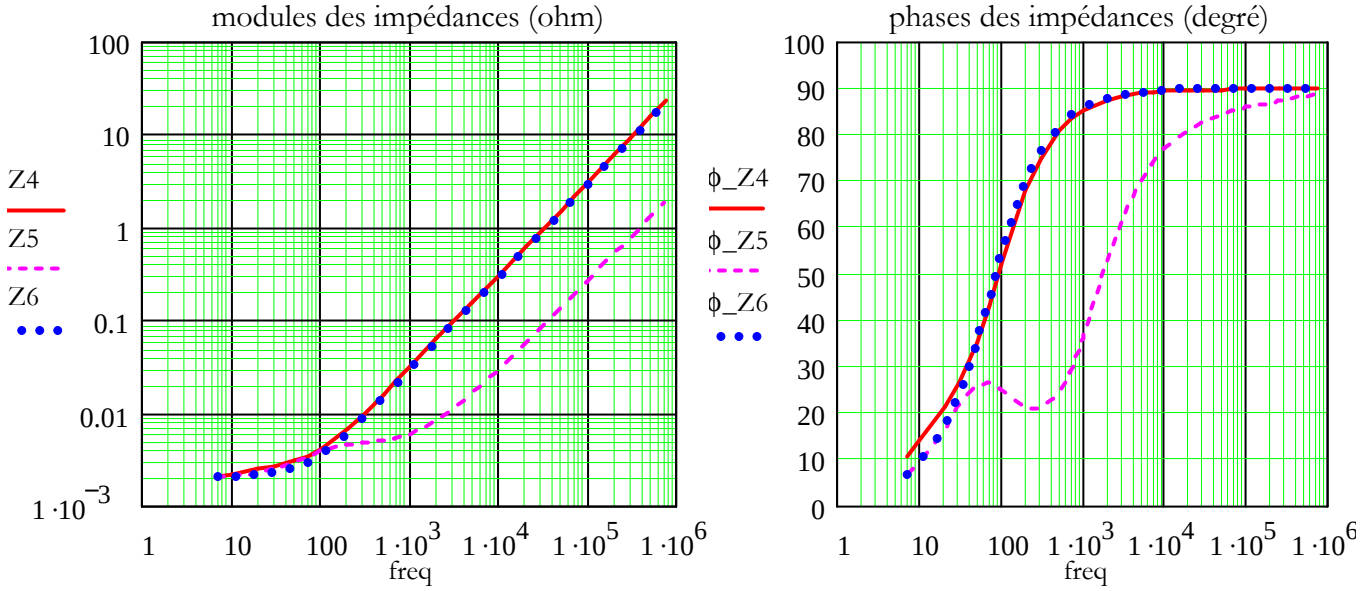


Figure III-6 : modules et phases résultants des simulations en court circuit (simulation 4, 5 et 6)

On peut observer sur les courbes de la simulation 5, un palier autour de 100Hz (Figure *III-6*). En effet, en tenant compte des résistances, en réalité lors des courts circuits des impédances sont ramenées sur l'enroulement étudié. Le court circuit primaire permet de ramener sur les deux enroulements secondaires, par l'intermédiaire des coupleurs m_{12} et m_{13}, une impédance constituée de R_1 et L_m en parallèle. Les trois simulations sont concernées par ce court circuit (Figure *III-2*). Dans la simulation 4 et 6, le court circuit primaire étant le seul et l'impédance ramenée sur les enroulements secondaires étant négligeable devant l'impédance en question, aucun palier n'est observable (Z_4 et Z_6). Par contre pour la simulation 5 le court circuit du secondaire vient s'ajouter, ce qui engendre une impédance ramenée sur l'enroulement tertiaire par le coupleur m_{23}, non négligeable devant Lf_3 aux alentours de 100Hz. Cette impédance se compose de l'inductance de

fuite Lf_2 aux bornes de laquelle la résistance R_2 est en série avec l'impédance primaire ramenée au secondaire par le coupleur m_{12}. En augmentant la fréquence celle-ci devient négligeable et l'inductance vue par le tertiaire reste bien celle de fuite Lf_3 que nous désirons identifier.

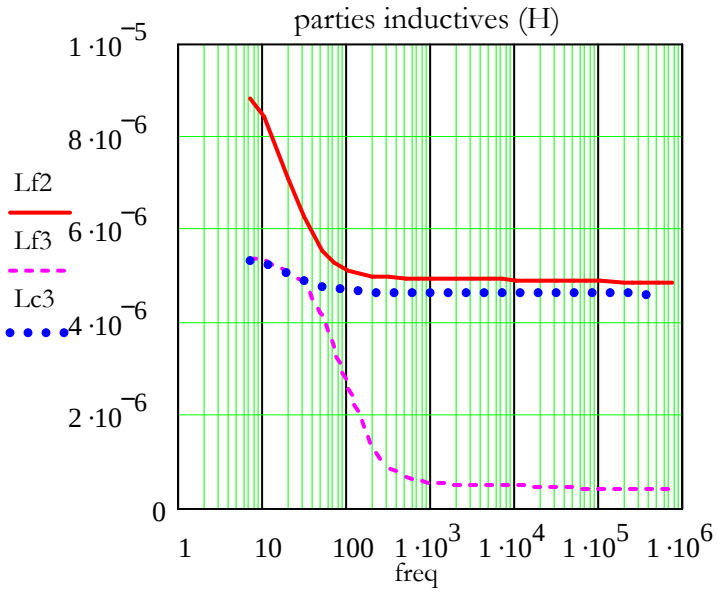


Figure III-7 : parties inductives des simulations en court circuit (simulation 4, 5 et 6)

Les effets des courts circuits, explicités largement précédemment, se traduisent par des influences en basses fréquences des parties inductives issues de ces simulations (Figure *III-7*). En effet en fonction de la position fréquentielle, les impédances ramenées de par les courts circuits effectués, sont plus ou moins négligeables. Au delà d'une certaine fréquence (1000Hz dans le cas le plus critique de Lf_3) les parties inductives sont toutes considérées quasi constantes. Ceci nous permet de définir les paramètres de fuites du transformateur à la fréquence de découpage (250kHz) (*III-7*).

Inductances en court circuit : $Lf_2 = 4.87\mu H$ $\quad Lf_3 = 411nH$ $\quad Lc_3 = 4.61\mu H$ ***III-7***

A partir des inductances caractérisées jusqu'à présent (*III-4* et *III-7*) les rapports de couplage peuvent être déduits des relations ci-dessous :

$$m_{12} = \sqrt{\frac{L_{02} - Lf_2}{L_{01}}} = 0.139 \qquad m_{13} = \sqrt{\frac{L_{03} - Lc_3}{L_{01}}} = 0.058 \qquad m_{23} = \sqrt{\frac{Lc_3 - Lf_3}{Lf_2}} = 0.927 \qquad \textbf{III-8}$$

Les six simulations effectuées ont permis d'identifier les paramètres du transformateur, en tenant compte de la disposition magnétique choisie et en se restreignant à une analyse 2D. Les résultats obtenus sont très proches des valeurs calculées théoriquement. Néanmoins certaines divergences de certains paramètres peuvent engendrer une perturbation du fonctionnement de la

structure décrit jusque là. La comparaison de ces différents résultats théoriques et numériques est analysée ci-dessous.

III.1.1.3. Comparaison numérique/théorique des paramètres

Voici ci-dessous un tableau récapitulatif des paramètres du transformateur identifié théoriquement et numériquement.

	Paramètres issus de l'étude théorie	**Paramètres issus des simulations numériques**
L_m	*256µH*	*230µH*
Lf_2	*4.4µH*	*4.87µH*
Lf_3	*0nH*	*411nH*
m_{12}	*0.151*	*0.139*
m_{13}	*0.049*	*0.058*
m_{23}	*1*	*0.926*

Tableau III-1 : Paramètres du transformateur

L'identification numérique des paramètres du transformateur reste sensiblement proche des résultats théoriques issus du dimensionnement. Néanmoins la divergence du paramètre Lf_3 a des conséquences non négligeables. En effet lors de l'étude théorique les fuites échangées avec l'air et l'environnement du transformateur, n'ont pas été prises en compte car non prises en compte par la modélisation par le schéma à réluctance. Le fait d'avoir cette inductance de fuite Lf_3 non nulle va engendrer des conséquences sur le fonctionnement de la structure. Afin de constater ces différences nous avons effectué par un logiciel de type circuit des simulations avec et sans l'inductance de fuite afin de comparer les effets qu'elles ont sur le fonctionnement global de la structure.

III.1.2. Analyse de la structure par simulation de type circuit

L'objectif est de valider dans un premier temps le principe de fonctionnement de la structure MET et ensuite son dimensionnement. Deux simulations sont à analyser et comparer, afin de constater l'influence de l'inductance Lf_3. Nous utilisons un logiciel de type circuit (PSIM) pour simuler le fonctionnement de la structure.

III.1.2.1. Conditions de simulation

Cette partie de l'étude étant uniquement destinée à valider le principe, la construction schématique de la structure est relativement simplifiée. On se place dans les conditions de l'étude théorique ayant servi pour le déroulement du dimensionnement afin d'avoir une meilleure fiabilité de comparaison du fonctionnement de la structure MET. Le modèle du transformateur se restreint à des éléments uniquement magnétiques, autrement dit les résistances des enroulements, qui ont pu être caractérisées par la simulation harmonique, ne sont pas prises en compte. Nous utilisons également des semi-conducteurs parfaits sans résistance interne à l'état passant. La charge utilisée correspond à une résistance calculée pour répondre au point de fonctionnement 5V 12A assurant de fournir une puissance de sortie théorique de 60W.

III.1.2.2. Validation du principe de fonctionnement

Il s'agit de valider le principe de fonctionnement et le dimensionnement de la structure MET qui ont été décrits en détail au cours des paragraphes *II.2* et *II.3*. Dans les mêmes conditions que celles de l'étude théorique, à savoir une inductance de fuite Lf_3 nulle (*II-13*), la simulation de type circuit PSIM permet de retrouver les formes d'ondes caractéristiques de l'étude théorique.

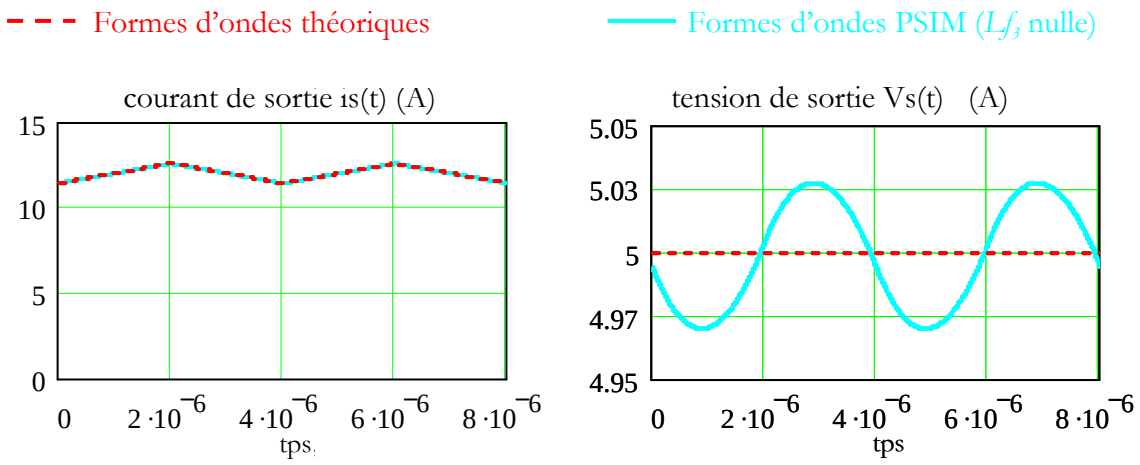


Figure III-8 : Comparaison théorie/simulation PSIM (Lf3 nulle) des formes d'ondes

Les résultats de la simulation sont en partie illustrés Figure *III-8*. Le point de fonctionnement étant en adéquation avec les formes d'ondes théoriques, les autres grandeurs étant également respectées il n'est pas utile de les présenter. La seule différence notable est l'ondulation de la tension de sortie très faible qui est fixée par la capacité de sortie. Au cours de l'étude l'ondulation a été négligée en faisant l'hypothèse d'une tension *Vs* constante égale à 5V. Celle-ci est liée à la tension *Vs(t)* puisqu'elle représente sa valeur moyenne. Cette simple comparaison permet de

valider définitivement toute l'étude faite jusqu'à présent concernant la description du fonctionnement de la structure ainsi que son dimensionnement. Cependant il reste à analyser les conséquences d'une inductance Lf_3 non nulle.

III.1.2.3. Influence de l'inductance de fuite Lf_3

a) Naissance de phases de transition

A partir de deux simulations, nous allons pouvoir dresser une comparaison des formes d'ondes de la structure MET fonctionnant avec et sans l'inductance Lf_3, de manière à analyser les conséquences de celle-ci. Les principales formes d'ondes comparatives sont illustrées Figure *III-10*. L'existence de l'inductance de fuite Lf_3 se traduit par des phases de transition au cours des passages de la conduction d'un interrupteur à l'autre. En effet, en observant les courants secondaires circulant dans chacune des diodes ($id_2(t)$ et $id_3(t)$), on s'aperçoit qu'il y a empiètement des courants entre les deux phases principales. Prenons comme support le passage de la phase 1 à la phase 2 qui se situe à l'instant aT. Le courant $id_2(t)$ circulant dans l'enroulement secondaire ne s'annule pas immédiatement lorsque la 2ème phase est mise en route par la commutation de T_{1b} et le blocage de T_{1a}. La diode D_3 se mettant naturellement à conduire, l'inductance de fuite Lf_3 en série sur l'enroulement tertiaire est potentiellement traversée par un courant. Ceci impose des courants évoluant sous l'influence de l'inductance Lf_3, autrement dit $id_2(t)$ décroît pendant que le courant $id_3(t)$ s'établit.

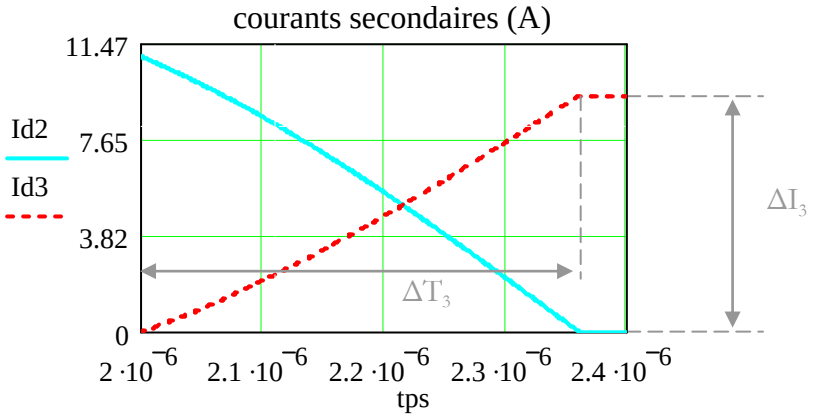


Figure III-9 : Zoom des courants secondaires au cours de la phase de commutation.

Cette phase de transition se reproduit à chaque changement de phases, et se traduit par une conduction simultanée des deux secondaires. Celle-ci se termine lorsque la diode D_2 finit par se bloquer autrement dit lorsque le courant $id_2(t)$ s'annule. A partir de cet instant seul l'enroulement tertiaire joue le rôle du transfert d'énergie vers la charge.

En négligeant les ondulations sur les tensions *Vcr* et *Vs*, on peut assimiler l'évolution des courants secondaires au cours de la phase de transition, à des droites de pente quantifiable (Figure *III-9*). En effet, en reprenant analytiquement les lois des mailles de chacun des secondaires et en considérant les deux diodes passantes et sans pertes, on peut exprimer l'expression de la rampe du courant $id_3(t)$ lors des phases de transition.

$$\frac{\Delta I_3}{\Delta T_3} = -\frac{V_1(m_{13} + m_{12}m_{23}) + Vs(1 - m_{23})}{Lf_3} \qquad \textbf{III-9}$$

Concernant le courant $id_2(t)$, l'évolution est la même au coupleur m_{23} prêt.

La prise en compte de l'inductance Lf_3 ayant été explicitée, plusieurs conséquences en découlent.

b) Les conséquences d'une inductance de fuite Lf_3

Les temps de conduction de chaque secondaire ayant été diminués, la première constatation à faire est le non respect du point de fonctionnement comme l'illustre la Figure *III-10*. En effet le point de fonctionnement devant être à *5V/12A*, chute à *4V/9.8A*. L'effet de l'inductance Lf_3 est l'unique responsable de 35% de chute de tension. Le courant primaire $i_1(t)$ étant lié au courant de sortie $i_s(t)$, il se voit subir les mêmes phases de transition. Le courant dans la capacité d'écrêtage $i_{cr}(t)$ se retrouve avec une valeur maximale dix fois plus élevé puisqu'elle est égale au courant primaire au cours de la deuxième phase. Ceci entraîne une augmentation conséquente de l'ondulation de la tension *Vcr*, ce qui se traduit physiquement par des contraintes en tensions plus élevées sur les semi conducteurs de la structure MET. Pour un même cahier des charges L'inductance magnétisante (*230µH*) étant inférieure à l'inductance théorique calculée (*250µH*), l'ondulation de courant magnétisant sera inévitablement plus conséquente. Ce qui se traduit par des contraintes plus élevées sur le noyau magnétique.

c) Solutions

En tenant compte de Lf_3, on s'aperçoit que la structure MET est fortement perturbée, en courant comme en tension. Et pour un même cahier des charges le point de fonctionnement n'est plus respecté. La solution serait d'ajuster le rapport cyclique de telle manière à obtenir le point de fonctionnement désiré. Ceci implique également de choisir des semi-conducteurs plus gros vu que les contraintes sont directement liées au rapport cyclique de manière croissante. Le rapport cyclique n'étant pas infini, cette solution est limitée, et elle le sera plus encore sur le prototype final ou les hypothèses faites sur la perfection des enroulements et des semi-

conducteurs en terme de pertes ne seront plus valables. La possibilité de rehausser le point de fonctionnement pour répondre au cahier des charges est traitée dans le prochain chapitre.

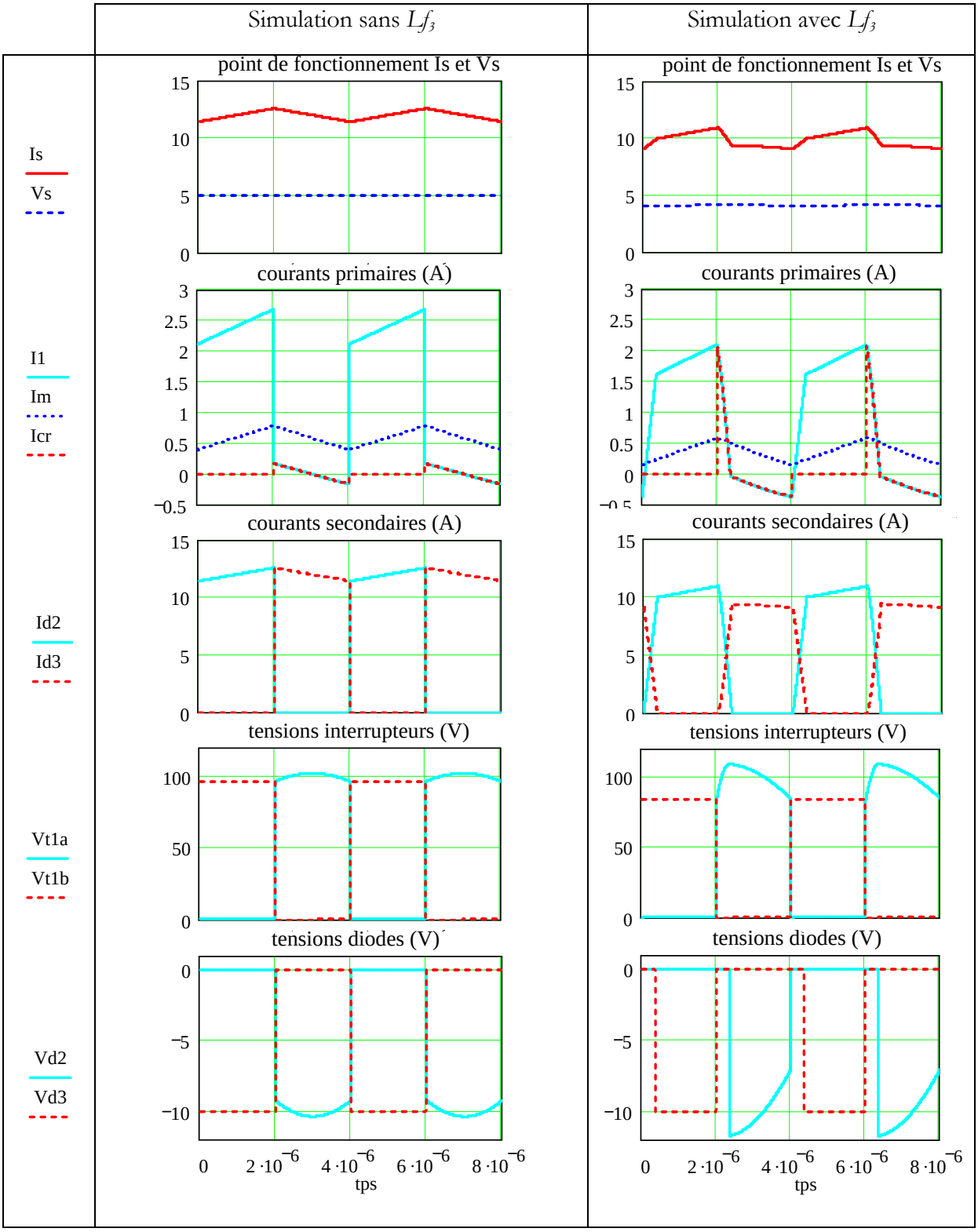


Figure III-10 : Formes d'ondes de comparaison théorie/simulation PSIM (Lf3 nulle).

III.2. Comparaison volumique de la structure MET à d'autres structures

III.2.1. Critères de comparaison

Afin de démontrer l'intérêt de la structure mixte face à des structures d'alimentations à découpage dites « classiques » de type flyback et forward, nous avons effectué le dimensionnement de celles-ci. L'objectif est d'établir une comparaison des surfaces et des volumes occupés par les parties magnétiques de chaque structure étudiée [33-VAL06]. De manière à ce que la comparaison soit la plus juste possible, nous définissons un cahier des charges applicable à chacun des dimensionnements des diverses structures. Celui-ci est identique à celui défini pour la structure MET à quelques différences et compléments près. La base est inchangée et est donnée par une tension d'entrée de $E = 50V$, une tension de sortie de $Vs = 5V$, une puissance transmise de $P = 60W$, une fréquence de découpage de $F = 250kHz$ et un rapport cyclique de $\alpha = 0.5$. Le but étant l'intégration, on se restreint toujours à une technologie planar avec des densités de courants fixées à $J = 10\frac{A}{mm^2}$ et un coefficient de foisonnement appliquée aux dimensionnements de $Kb = 4$. Nous nous référons toujours à la série de noyau planar en forme de *E* [30-FER]. L'étude est faite cette fois-ci à partir de circuit imprimé standardisé avec *0.8mm* d'épaisseur et avec des pistes de cuivre de *70µm*.

Nous disposons de tous les éléments pour pouvoir ainsi comparer les volumes des parties passives bobinées que nécessitent ces trois structures.

III.2.2. Les dimensionnements des parties magnétiques

Il s'agit de choisir un nombre de couche en fonction du nombre de spires primaire trouvé et de les disposer selon un agencement optimal, en terme d'espace occupé. L'enroulement le plus contraint est dans chaque cas l'enroulement secondaire car c'est celui devant supporter le plus fort courant. De ce fait la largeur de piste est élevée.

III.2.2.1. Le transformateur de la structure MET

Les parties magnétiques présentent dans cette topologie se résume uniquement au transformateur à trois enroulements. Il est bon de préciser que la partie capacité ne fait pas partie de cette étude comparative, puisque nous nous intéressons à l'espace occupé uniquement par les

parties magnétiques. L'enroulement primaire est donc constitué d'un seul bobinage le deuxième n'étant plus nécessaire. Ceci limite le nombre de couches. La procédure de dimensionnement de la structure MET reste identique à celle détaillée au cours du chapitre *II* paragraphe *II.3.5.3* en tenant compte simplement du nouveau cahier des charges à base de circuit imprimé standard ayant des épaisseurs plus importantes. Ceci se traduit par des largeurs de piste deux fois moins grandes du fait d'une épaisseur de cuivre deux fois supérieure. Ces largeurs étant moins élevées permettent de placer deux spires par couches pour l'enroulement primaire. Ceci engendre une réduction de facteur 2 du nombre de couches nécessaires. Utilisant des circuits imprimés d'épaisseur *0.8mm*, la contrainte la plus forte sera sur la hauteur de bobinage. Autrement dit, le fait de limiter le nombre de couches répond parfaitement à ce point bloquant. Le dimensionnement résultant est présenté Figure *III-11*.

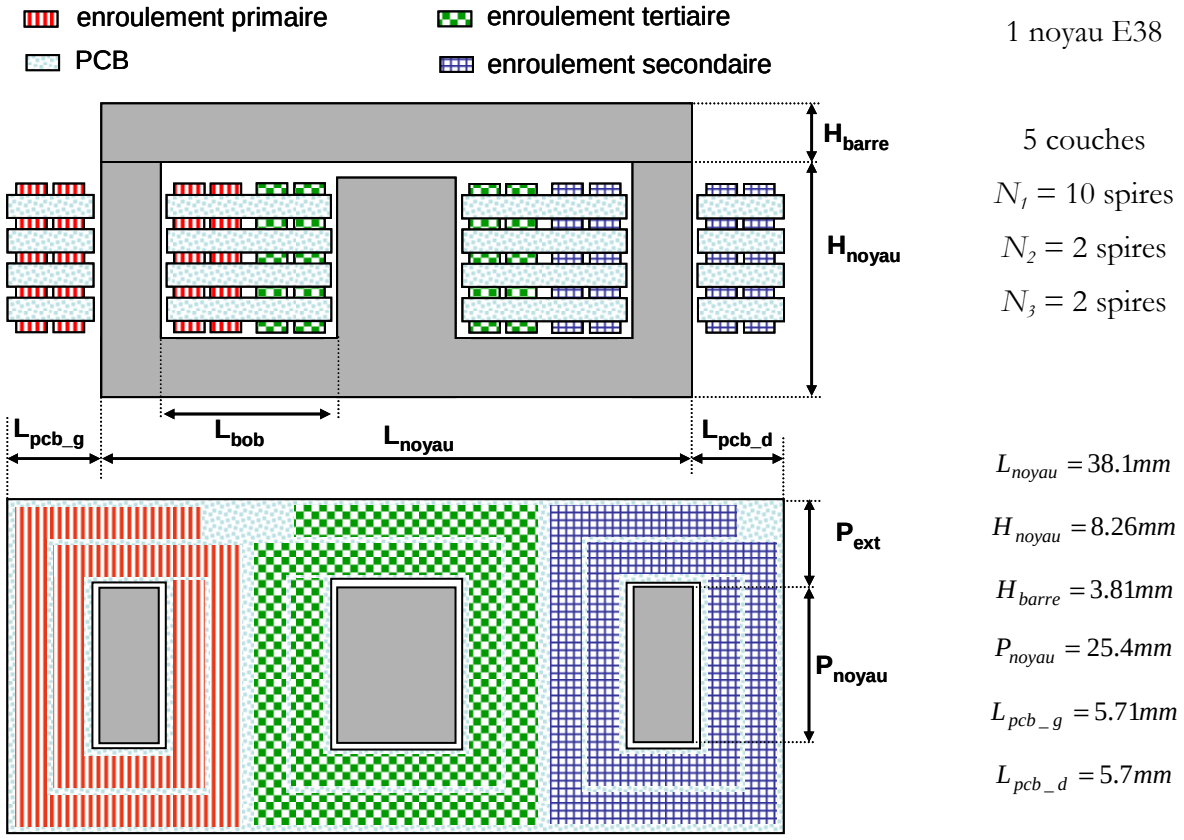


Figure III-11 : volume du transformateur de la structure MET

Chaque dimension est connue. P_{ext} correspond à la largeur la plus grande entre L_{pcb_g} et L_{pcb_d}. Les dimensions du transformateur permettant de définir son volume sont donc exprimables.

Longueur de la structure MET : $L_{MET} = L_{noyau} + L_{pcb_g} + L_{pcb_d}$ ***III-10***

Hauteur de la structure MET : $H_{MET} = H_{noyau} + H_{barre}$ ***III-11***

Profondeur de la structure MET : $P_{MET} = P_{noyau} + 2P_{ext}$ ***III-12***

On peut aisément définir le volume qu'occupe la structure MET, en modélisant son espace pris par un simple cube.

Volume de la structure MET : $V_{MET} = P_{MET}.H_{MET}.L_{MET}$ ***III-13***

III.2.2.2. Structure classiques forward et flyback

Les procédures de dimensionnement sont classiques et ont été effectuées avec comme support une technique de dimensionnement illustrée dans la littérature de l'électronique de puissance [25-FER99]. Ces calculs n'étant pas innovants, ils ne sont pas présentés en détail dans ce manuscrit. Le but n'étant pas de remettre en cause le principe de dimensionnement de ces structures mais de comparer les volumes magnétiques, seuls les résultats des divers dimensionnements sont présentés. Et pour chacun d'entre eux, un noyau ne suffisant pas essentiellement dû à la dimension en hauteur, le circuit magnétique est doublé. En effet pour la structure MET le circuit magnétique est fermé par une barre de ferrite, alors que dans le cas des structures classiques il est bouclé par un deuxième noyau de même dimensions de manière à disposer d'un espace double sur la dimension de la hauteur.

a) Structure forward

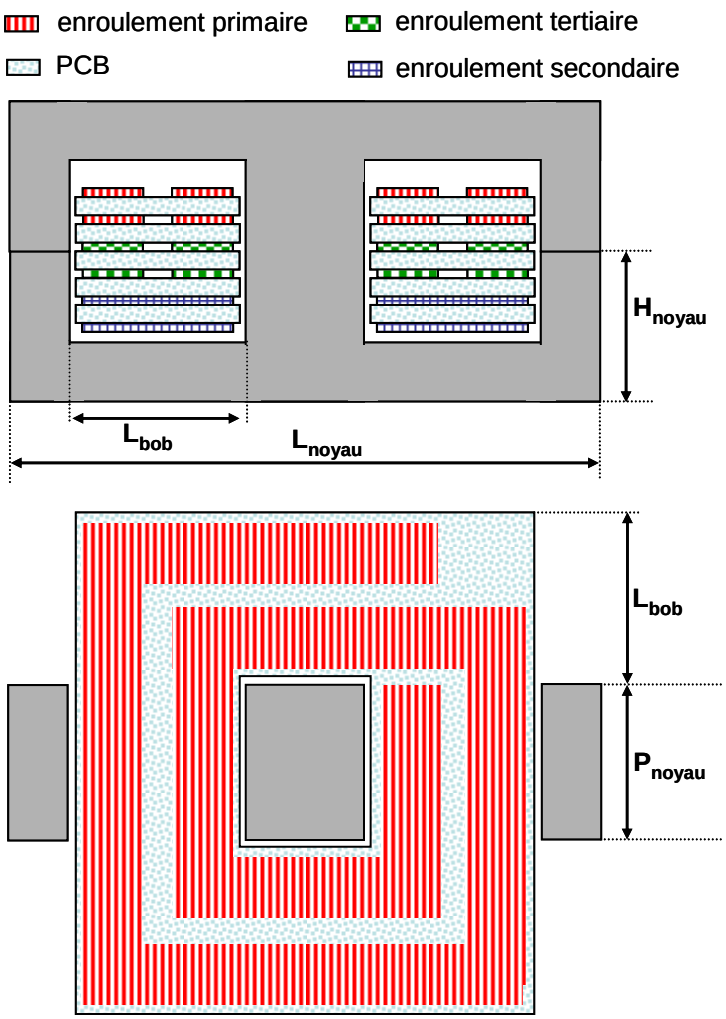
Dans le cas de la structure forward on distingue deux parties magnétiques, le transformateur constitué de trois enroulements dont un servant à la démagnétisation complète du noyau, ainsi que d'une inductance de sortie jouant le rôle de lissage du courant de sortie. Nous avons donc procédé à deux dimensionnements. La disposition des enroulements choisie est illustrée en Figure *III-12*. Cette disposition est classique avec des bobinages placés concentriquement autour de la jambe centrale. Elle est la même pour le transformateur et pour l'inductance du forward et est aussi identique dans le cas du flyback.

Afin d'évaluer le volume nous clarifions les dimensions prises en compte pour le calcul de celui-ci. Les équations *III-14*, *III-15*, *III-16* et *III-17* sont applicables pour le calcul du volume des éléments magnétiques du forward, transformateur et inductance, ainsi que pour les inductances couplées de la structure flyback.

Longueur d'une structure classique : $L_{classique} = L_{noyau}$ ***III-14***

Hauteur d'une structure classique : $H_{classique} = 2.H_{noyau}$ ***III-15***

Profondeur d'une structure classique : $P_{classique} = P_{noyau} + 2L_{bob}$ ***III-16***



Transformateur

2 noyaux E32

$N_1 = N_3 = 4$ spires2 (2couches)

$N_2 = 1$ spire (2 couches)

$L_{noyau} = 31.75mm$

$H_{noyau} = 6.35mm$

$P_{noyau} = 20.32mm$

$L_{bob} = 9.3mm$

Inductance

2 noyaux E38

$N = 4$ spires (8 couches)

$L_{noyau} = 38.1mm$

$H_{noyau} = 8.26mm$

$P_{noyau} = 25.4mm$

$L_{bob} = 11.32mm$

Figure III-12 : volume du transformateur et de l'inductance de la structure forward

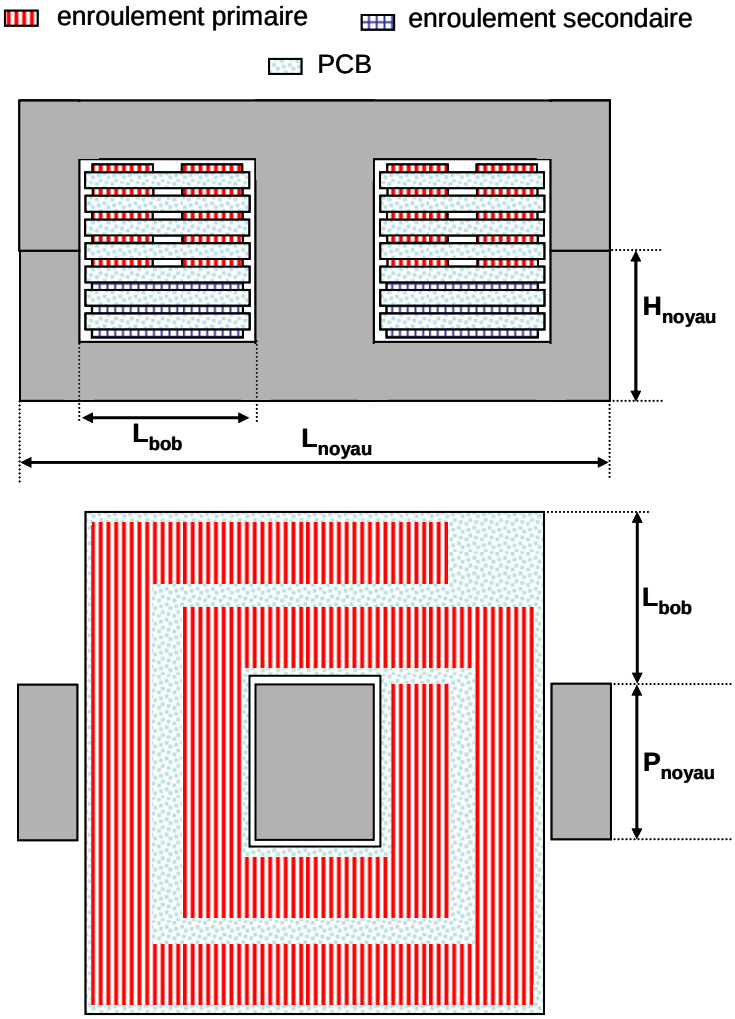
De la même façon que pour le calcul du volume de la structure MET, on assimile les parties magnétiques du convertisseur forward à un cube de dimensions longueur, hauteur et profondeur.

Volume d'une structure classique : $V_{classique} = P_{classique}.H_{classique}.L_{classique}$ ***III-17***

b) Structure flyback

Concernant la structure flyback les éléments magnétiques sont moins nombreux, l'inductance de sortie n'étant pas nécessaire. Le dimensionnement se résume à celui du transformateur à deux enroulements. Ce dernier est en fait deux inductances couplées de par le principe de fonctionnement à transfert d'énergie indirect vers la charge. Il y a donc une partie magnétique

dont le volume doit être capable de stocker l'énergie suffisante dans une première phase pour ensuite la transférer à la charge dans un second temps.



2 noyaux E38

N_1 = 10 spires (5couches)

N_2 = 1 spire (3 couches)

$L_{noyau} = 38.1mm$

$H_{noyau} = 8.26mm$

$P_{noyau} = 25.4mm$

$L_{bob} = 11.32mm$

Figure III-13 : volume des inductances couplées de la structure flyback

III.2.3. Bilan de la comparaison volumique

Les dimensionnements de chaque structure ont été effectués et les volumes des composants magnétiques que nécessite chaque topologie sont présentés dans le tableau ci-dessous.

	Volume		Noyau planar Philips
Flyback	30231 mm^3		2 noyaux E38/8/35
Forward	**transformateur**	15673 mm^3	2 noyaux E32/6/20
	Inductance	30231 mm^3	2 noyaux E38/8/35
Structure MET	**22001 mm^3**		**1 noyau E38/8/35**

Tableau III-2 : Volumes des diverses structures dimensionnées

De cette étude il ressort que l'utilisation d'un seul composant passif réalisant les deux fonctions transformateur et inductance de sortie permet un gain en volume important par rapport aux structures dites classiques. En effet nous constatons que la nouvelle structure est la plus performante en terme de volume avec une réduction d'un tiers sur un flyback et de 50% sur un forward. Ceci peut s'expliquer par le fait que seulement une partie de l'énergie transitée est stockée dans la structure mixte alors que pour un flyback il y a un stockage total de l'énergie dans l'inductance magnétisante. Concernant le forward l'écart de volume avec la structure MET est justifiable par une mutualisation du noyau magnétique et des enroulements pour réaliser le transformateur et l'inductance de sortie. L'objectif final étant de réaliser un composant LCT, cette structure avec sa capacité d'écrêtage ($\approx 15nF$) apparaît donc adaptée à ce dispositif car il vient d'être montré qu'elle ne nécessite pas un surdimensionnement des composants magnétiques.

C H A P I T R E III

VALIDATION ET INTÉRÊT DE LA STRUCTURE MET

CONCLUSION

Ce chapitre a apporté des garanties quant à l'intérêt de mettre en œuvre cette nouvelle structure MET. Une première partie a consisté à caractériser les paramètres du transformateur par simulation magnéto harmonique à l'aide du logiciel FLUX. Une construction 2D a été préférée à celle 3D étant difficilement envisageable compte tenu de la complexité géométrique du dispositif LCT à 20 couches et 120 conducteurs. Néanmoins en mettant en œuvre différentes simulations correspondant à différents cas de figures de connexions (court circuit et ou à vide), nous avons obtenu une caractérisation des divers paramètres du transformateur les inductances de fuites (Lf_2, Lf_3) l'inductance magnétisante (L_m) et les divers coupleurs (m_{12}, m_{13}, m_{23}). Ceux-ci ont été comparés aux paramètres prédéfinis à l'issu du dimensionnement. Théoriquement toutes les fuites n'ont pas été prises en compte, et l'agencement choisi a permis d'éliminer un paramètre en l'occurrence l'inductance de fuite Lf_3. Par contre dans ce contexte de simulation ou l'ensemble est considéré dans son environnement magnétique avec tous les phénomènes pris en compte, il était prévisible de retrouver une inductance de fuite non nulle (*411nF*). Afin de constater les effets sur le fonctionnement de la structure nous avons simulé celle-ci à l'aide du logiciel PSIM avec et sans cette inductance. Le point de fonctionnement a chuté de *5V/12A* à *4V/9.8A*. Pour y remédier nous avons proposé différentes solutions, soit en réajustant le rapport cyclique en contrôlant les contraintes sur les interrupteurs, soit en modifiant les rapports du transformateur en diminuant le nombre de spire primaire. Ce chapitre a fait également l'objet d'une comparaison volumique des éléments magnétiques des structures MET, flyback et forward afin de montrer l'intérêt de ce convertisseur et l'adaptabilité de celui-ci au composant LCT. Le gain vis-à-vis d'un forward s'élève à 50% et vis-à-vis du flyback à 33%.

Nous pouvons alors nous intéresser à l'élaboration d'un prototype LCT adapté pour cette structure MET. Mais auparavant il reste un certain nombre d'étapes à aborder comme les matériaux à mettre en œuvre, ou encore un bilan des pertes d'un tel dispositif dans son environnement de fonctionnement. Le logiciel FLUX offre la possibilité de simuler ce genre de fonctionnement de type magnéto transitoire.

Chapitre IV : Élaboration du prototype LCT

C H A P I T R E IV

ÉLABORATION DU PROTOTYPE LCT

INTRODUCTION

Le dimensionnement et le fonctionnement de la structure MET ont été validés au cours du précédent chapitre et son intérêt a été justifié par une comparaison volumique des éléments magnétiques vis-à-vis des alimentations à découpage classiques telles que le flyback et le forward. Ce nouveau chapitre s'inscrit dans la continuité avec l'optique d'élaborer un prototype LCT au sein de cette structure MET. Dans en premier temps on analysera les différents matériaux susceptibles à être intégrés au sein du dispositif. Les caractéristiques du matériau diélectrique retenu pourront fixer un certain nombre de paramètres notamment la surface à prévoir pour la réalisation de la capacité intégrée envisagée. En second lieu, des simulations magnéto transitoires à l'aide de FLUX seront faites avec les différentes configurations envisagées de manière à dresser des bilans de puissances de chacun des cas de figures et établir les comparaisons en termes de performances. On souhaite évidemment limiter au maximum les pertes liées à la structure LCT et certaines configurations peuvent être moins appropriées que d'autres compte tenu des différents effets qui peuvent être générés au sein du dispositif. Cette étude magnéto transitoire a donc pour objectif de sélectionner une configuration la plus performante possible en terme de pertes que l'on mettra en œuvre par la suite. A l'issu de cette simulation celle-ci fera l'objet également d'une comparaison avec les simulations effectuées à l'aide du logiciel PSIM au précèdent chapitre de manière à garantir l'exactitude des résultats obtenues par le logiciel FLUX. Pour finir, la réalisation du prototype sera présentée, partie dans laquelle sont abordés les choix des solutions adoptées pour l'électronique liée à la commande mais aussi pour les composants de puissance du convertisseur. Enfin un travail de routage sera à faire.

Sommaire

IV.1. Les matériaux 121

IV.1.1. Les matériaux diélectriques 121

IV.1.1.1. Introduction aux matériaux diélectriques 121

IV.1.1.2. Les matériaux diélectriques classiques 122

IV.1.1.3. Les nouveaux matériaux diélectriques 124

IV.1.1.4. Choix d'un matériau diélectrique 126

IV.1.2. Les matériaux magnétiques 126

IV.2. Choix des techniques de bobinage des enroulements 127

IV.2.1. Les configurations envisagées 127

IV.2.1.1. Configuration de l'enroulement primaire 127

IV.2.1.2. Configuration des enroulements secondaires 128

IV.2.2. Les modes de connexions des spires 130

IV.2.2.1. Mode de connexion de l'enroulement primaire 130

IV.2.2.2. Modes de connexion des enroulements secondaires 131

IV.2.3. Simulations magnéto transitoire des différentes configurations et modes de connexions .. 134

IV.2.3.1. Mise en place d'une base de simulation 134

IV.2.3.2. Exploitations des simulations 136

IV.2.4. Comparaison des simulations magnéto transitoire et circuit 139

IV.2.4.1. Comparaison des simulations transitoires PSIM/FLUX 139

IV.2.4.2. Réajustement du point de fonctionnement 140

IV.3. Réalisation de la structure MET 143

IV.3.1. Partie puissance de la structure MET 143

IV.3.1.1. Les interrupteurs de puissances 143

IV.3.1.2. Les diodes de puissances 144

IV.3.2. Partie commande de la structure MET 146

IV.3.2.1. Introduction à la commande 146

IV.3.2.2. Solution choisie 146

IV.3.3. Routage de la carte 147

IV.3.3.1. Dimensions du circuit 147

IV.3.3.2. Implantation des composants 150

IV.3.3.3. Implantation du LCT 151

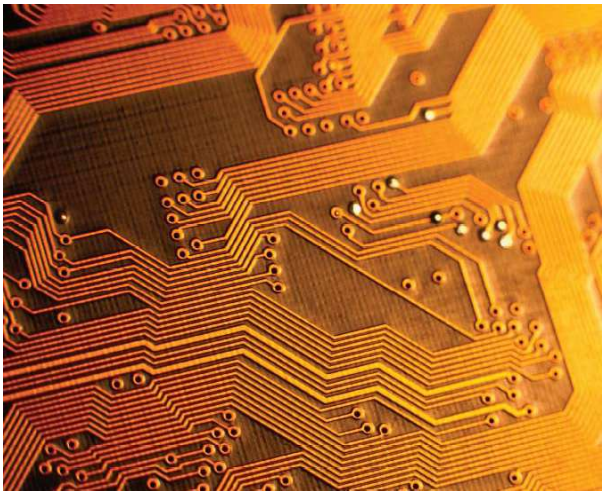
IV.1. Les matériaux

Dans nos travaux, nous sommes confrontés à deux familles de matériaux sur lesquelles nous devons nous pencher : les matériaux diélectriques, bien entendu, pour obtenir l'effet capacitif, mais aussi les matériaux magnétiques pour la réalisation d'éléments magnétiques tels qu'un transformateur ou une inductance. L'objectif n'étant pas ici d'aborder l'élaboration de matériaux, mais d'utiliser des matériaux disponibles sur le marché, l'originalité de ce travail sera dans une utilisation atypique de matériaux existants ou en phase finale de développement.

IV.1.1. Les matériaux diélectriques

IV.1.1.1. Introduction aux matériaux diélectriques

Les caractéristiques du composant LCT reposent, entre autres, sur les performances des matériaux diélectriques utilisés pour la fabrication du dispositif, le choix de ces matériaux étant lui-même limité par la technologie "circuits imprimés" envisagée pour la réalisation finale du prototype. Pour cette réalisation, notre choix technologique s'est orienté sur la technique des circuits imprimés multicouches. En effet, celle-ci va nous permettre de réaliser les bobinages nécessaires au transformateur mais aussi le condensateur d'écrêtage que requiert la structure MET par l'adjonction d'un matériau diélectrique ad hoc dans le sandwich multicouche. Dans ces conditions, l'obtention de la capacité est liée à la surface des électrodes mises en regard, l'épaisseur et la permittivité du matériau diélectrique utilisé. Le matériau imposant les deux derniers critères, une fois celui-ci sélectionné, seule la surface permet d'ajuster la capacité. Néanmoins, le souci étant l'intégration, il faut prendre garde de ne pas étendre celle-ci déraisonnablement. De ce fait, les caractéristiques du matériau diélectrique prennent toute leur importance et l'on recherchera des matériaux présentant des permittivités élevées et une bonne tenue diélectrique afin de pouvoir envisager l'intégration de capacités de valeurs importantes par cette technologie. Malheureusement, les matériaux actuellement disponibles sont encore trop peu performants pour envisager des intégrations de capacité de l'ordre du µF en gardant des volumes relativement restreints. Malgré tout, dans ce qui va suivre, nous allons brosser un état des lieux des matériaux disponibles ainsi que de leurs caractéristiques.

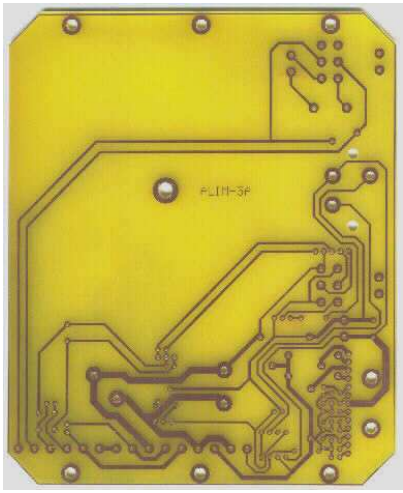


Différents types de matériaux sont disponibles sur le marché pour la réalisation de circuits multicouches. Cette technique, bien maîtrisée, s'appuie sur l'utilisation de matériaux présentant des caractéristiques mécaniques ou électriques adaptés à la réalisation de circuits imprimés. Malheureusement, dans ce cas, les piètres performances qu'ils présentent en raison d'une permittivité diélectrique trop faible et/ou d'une trop forte épaisseur font qu'ils sont peu adaptés à l'intégration. Nous classerons ces matériaux dans une première catégorie dite "classique" quant à leur utilisation dans les circuits imprimés. Pour pallier ces faibles performances, de nombreuses recherches sont effectuées dans le domaine industriel pour l'élaboration de nouveaux produits permettant d'améliorer ces caractéristiques, en l'occurrence diminuer les épaisseurs tout en augmentant les permittivités. Ces recherches impulsées par la nécessité de concevoir des produits intégrables dans le circuit imprimé (par exemple les capacités de découplage pour les cartes électroniques) ont permis l'étude et pour certains la commercialisation de nouveau matériaux que nous présentons sous la rubrique "nouveaux" ci-dessous.

IV.1.1.2. Les matériaux diélectriques classiques

Pour des applications multicouches plusieurs types de matériaux peuvent être mis en œuvre qui peuvent être classés en deux grandes familles : les matériaux rigides et les matériaux souples.

a) Matériaux diélectriques rigides



Classiquement, pour la réalisation de circuits imprimés, les matériaux verre-époxy sont utilisés. Le plus courant, le FR4, est disponible en différentes épaisseurs allant de *200µm* à *1,6mm*. Ce matériau présente de très bonnes caractéristiques thermiques et mécaniques. Communément utilisé pour des circuits simple ou double face, il peut également être mise en œuvre pour des circuits multicouches, rendant le dispositif rigide mécaniquement, mais également épais compte tenu des fortes épaisseurs du produit. De ce fait, celui ci reste limité pour des applications nécessitant un nombre de couches limité.

b) Matériaux diélectriques souples

Des matériaux souples appropriés pour des circuits flex-rigide et multicouches existent et sont commercialisés sous les noms de Kapton® [34-KAP] ou Pyralux® [35-PYR]. Ils sont composés

d'un film de polyimide (polymère à base d'imide) et sont développés par la société Dupont™ [36-DUP]. Le polyimide présente l'intérêt de rester stable sur une plage étendue de température, de *−269 °C* à *400 °C*. Ces matériaux disposent d'une très bonne tenue diélectrique (*6* à *7kV/mil*) mais aussi présentent un coefficient de dilatation compatible avec celui du cuivre ce qui permet de garantir une certaine robustesse et un bonne stabilité des dimensions physiques. De plus, les épaisseurs d'isolant disponibles sont comprises entre *25µm* et *150µm*.

Les différents prototypes issus des travaux de thèse de Philippe Goubier en 2003 [24-GOU03], ont été réalisés avec à partir de Kapton® (Figure *IV-1*).

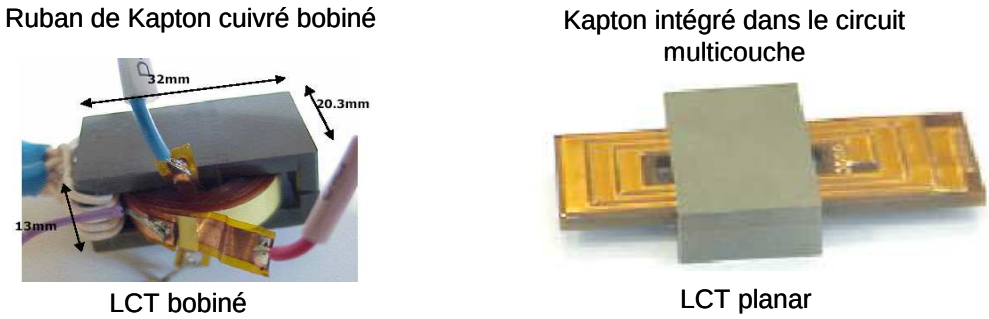


Figure IV-1 : prototypes réalisés avec du Kapton.

La famille des matériaux souples, ayant une épaisseur plus fine, sera préférée pour des réalisations de circuits multicouches composés d'un grand nombre de couches (pouvant aller jusqu'à 20 couches). En effet une épaisseur trop importante du circuit imprimé final est une contrainte pour deux raisons différentes : l'encombrement final mais aussi la nécessité d'augmenter le diamètre des vias afin de permettre une bonne métallisation de ceux-ci (*150µm* pour un circuit de *0,8mm* d'épaisseur pour *500µm* pour *5mm*). Ceci se traduisant par un impact plus important des vias en surface de la carte.

	Rigidité diélectrique	**Facteur de dissipation (1MHz)**	**Permittivité relative**
Verre-époxy FR-4	15 kV/mm	0,02	4,7
Pyralux®	24kV/mm	0,02	3,4
Kapton®	24kV/mm	0,002	3,4

Tableau IV-1 : Principales caractéristiques des matériaux utilisés dans les circuits imprimés

c) Réalisation de capacités

Nous pouvons très bien envisager la réalisation de capacités en utilisant ces matériaux que nous qualifions de classiques. Pour référence le prototype planar de la Figure *IV-1* réalisé en

Kapton® intègre une capacité de *3,4nF* à partir d'un circuit à 14 couches. Les électrodes sont réalisées en cuivre et le diélectrique peut être soit du FR4® soit du Kapton®. Malgré tout, compte tenu des épaisseurs disponibles, le FR4® ne permet d'obtenir que de très faibles valeurs de capacité surfacique (*0,02nF/cm²* pour *200µm* d'épaisseur). Cette valeur s'élève à *0,12nF/cm²* en utilisant les matériaux Dupont™ d'épaisseur *25µm* mais reste insuffisante pour envisager l'intégration de capacité plus élevée, ce qui limite le champ d'application de cette technologie.
Pour améliorer ces performances, les fabricants de matériaux recherchent de nouveaux produits pour améliorer ces densités de capacité.

Figure IV-2 : Schématisation de l'intégration d'une capacité.

IV.1.1.3. Les nouveaux matériaux diélectriques

De nombreuses recherches sont actuellement en cours dans le domaine industriel pour développer des produits permettant de réaliser des capacités enterrées dans un circuit imprimé pour des domaines d'applications tels que le découplage d'alimentation pour les circuits électroniques. Deux sociétés développent de tels matériaux : la société Dupont™ ainsi que la société 3M™ [37-3M].

a) Matériau diélectrique Dupont Interra™

La société Dupont™ propose une gamme de produits sous le nom d'Interra™ [38-INT] permettant la réalisation de capacités mais aussi de résistances enterrées. Plusieurs gammes de produit ont été étudiées. Malheureusement, seul le produit HK04® est à l'heure actuelle maîtrisé et commercialisé. Ses caractéristiques sont proches du Pyralux® sur lequel l'adhésif ainsi que le matériau diélectrique ont été travaillés afin de gagner sur le facteur de dissipation et sur la stabilité de la permittivité relative (*1kHz* à *15GHz*). Ce produit est composé également de polyimide et est au final comparable au Kapton® mais il présente l'avantage d'une plus faible épaisseur (*25µm* d'isolant). Il présente donc des densités de capacité de l'ordre de 0.*12nF/cm²*. Pour information, le

produit HK10® et HK11® font également partie de leurs objectifs de recherche. Seulement ces derniers semblent délicats à mettre en œuvre et ne sont toujours pas finalisés, leurs fabrications restant même en suspend en raison des difficultés rencontrées. Les caractéristiques physiques, plus intéressantes que celles du HK04®, sont présentées dans le Tableau *IV-2*. On peut constater que les densités de capacité sont plus élevées (HK10® : 0,34*nF/cm²* ; HK11® : *0,7nF/cm²*) en raison de permittivités plus conséquentes (HK10® : 10 ; HK11® : 11). Les recherches actuelles sont orientées vers sur la composition chimique du matériau et la faculté technologique à réaliser de fines couches de ces matériaux tout en garantissant des tenues diélectriques conséquentes.

		Epaisseur d'isolant (µm)	Epaisseur de cuivre (µm)	Rigidité diélectrique (kV/mm)	Facteur de dissipation	Permittivité relative	Capacité surfacique (nF/cm^2)
Dupont Interra™	**HK04®**	25	18 à 72	24	0,003 (1MHz)	3,5	0,12
	HK10®	25	36	12	0,01 (1MHz)	10	0,34
	HK11®	14	35	8	0,02 (1MHz)	11	0,7
3M™	**C-Ply®**	16	35	13	0,005 (1kHz)	16	1

Tableau IV-2 : Caractéristiques des nouveaux matériaux disponibles pour l'intégration des capacités dans les circuits imprimés

b) Matériau diélectrique 3M™

L'un des points bloquant de l'évolution de ces matériaux de manière à obtenir de fortes capacités est la permittivité. L'une des pistes exploitée par la société 3M™ est de changer la composition du matériau souple époxy en le chargeant de céramique ferroélectrique, telle que le Titanate de Baryum ($BaTiO_3$), la céramique étant elle-même dotée d'une permittivité élevée (au-delà des *1000*). Leurs premières recherches à ce sujet ont donné jour au matériau C-Ply® [39-SOL3M] disponible depuis peu sur le marché. Il est proposé sous forme de feuille d'isolant d'épaisseur *16µm* cuivré sur les deux faces (*35µm*) et il permet d'accéder à des valeurs de capacité plus importantes (*1nF/cm²*). Sa tenue diélectrique est plus faible à hauteur de *13kV/mm* mais reste encore acceptable. Cette différence peut s'expliquer par une modification de l'allure du champ dans le diélectrique du fait de la présence de la céramique. Ce matériau est donc potentiellement adapté à l'utilisation que l'on souhaiterait en faire, en l'occurrence du circuit multicouche.

IV.1.1.4. Choix d'un matériau diélectrique

La filière circuits imprimés est une candidate intéressante pour l'intégration des composants passifs car elle permet de réaliser les trois fonctions recherchées dans une même technologie et ce pour un faible coût. Toutefois, les limitations en terme de valeur de capacité réalisable avec les matériaux Dupont et 3M actuellement disponibles font qu'il sera difficile d'obtenir les valeurs souhaitées pour, par exemple, les fonctions de filtrage nécessaires aux convertisseurs d'électronique de puissance. Pour la suite de l'étude il a fallu faire un choix de matériau diélectrique. Aussi bien de la part de Dupont™ que de 3M™, la prise de contact ainsi que l'approvisionnement éventuel sont délicats du fait que ces types de produits sont rares et récents. Les fabrications du HK10® et du HK11® ayant été suspendues en raison de la difficulté de la mise en œuvre, le choix est donc à faire entre le matériau HK04® de chez Dupont Interra™ et le matériau C-Ply® de chez 3M™, le deuxième étant beaucoup plus performant mais des doutes subsistent en ce qui concerne la faculté à tenir la tension et la faculté à le mettre en œuvre au sein d'un circuit planar du fait de sa faible épaisseur. Dans ces conditions, nous avons choisi de dimensionner notre réalisation à partir des caractéristiques physiques du matériau HK04®.

IV.1.2. Les matériaux magnétiques

En ce qui concerne les matériaux magnétiques, plusieurs pistes apparaissent. Tout d'abord, les noyaux magnétiques classiques en forme de E de chez Ferroxcube™ qui, dans la version planar autorisent une implantation aisée d'un composant inductif sur un circuit imprimé. Néanmoins, le noyau magnétique externe n'est pas la seule solution envisageable pour la réalisation du circuit magnétique. La société MECAGIS™ propose des matériaux réalisés à base de rubans de nanocristallin d'épaisseur $20\mu m$ stratifiés à l'aide de résine époxy (environ $2\mu m$ entre couches) [40-MEC]. Ce stratifié peut se travailler afin d'obtenir les formes souhaitées grâce, par exemple, à un usinage par micro sablage ou par des techniques plus conventionnelles telles que le fraisage. Les épaisseurs de noyau qu'il est possible d'obtenir sont alors aisément intégrables dans un circuit imprimé. Ce nouveau matériau magnétique devra faire l'objet d'une étude à part entière. Pour les mêmes raisons que le choix du matériau diélectrique, nous sélectionnons les matériaux déjà existants à forme géométrique fixe en prenant le noyau planar en E de chez Ferroxcube™ [30-FER]. L'étude de la réalisation de formes géométriques plus adaptées à base du matériau nano cristallins pouvant faire partie de perspectives intéressantes.

IV.2. Choix des techniques de bobinage des enroulements

Le choix des techniques de bobinage des enroulements a été abordé au cours du chapitre *II* (paragraphe *II.3.2*), d'une part parce que le dimensionnement est lié au placement des bobinages et d'autre part parce que l'étude de l'encombrement pris par le dispositif demande de connaître l'agencement choisi. Nous allons maintenant nous intéresser à deux paramètres intervenant sur le bobinage que sont *« la configuration »* et *« le mode de connexion »*. Nous allons les traiter séparément ci-dessous. *« La configuration »* met en jeu la répartition des conducteurs par couches, en envisageant d'éventuelles subdivisons ou non de conducteurs dans un souci d'optimisation de l'encombrement. *« Le mode de connexion »*, quant à lui, se traduit par les possibilités de liens entre les conducteurs des différentes couches afin de réaliser les nombres de spires souhaités par enroulement. Cette étude sera effectuée sur la base d'un noyau magnétique disposant d'un enroulement par jambe (chapitre *II* Figure *II.8*) telle qu'elle a été définie au chapitre précédent.

IV.2.1. Les configurations envisagées

Le phénomène physique engendré par les courants de Foucault induit des échauffements par effet joule de la masse conductrice et entraîne une perte d'énergie. Autant dans certaines applications comme le chauffage par induction cet échauffement est bénéfique, autant dans le cas d'un transformateur ces effets ne sont pas désirés et au contraire on cherche à les limiter dans la mesure du possible. Pour cette raison, plusieurs modes de configurations sont envisageables et étudiées et peuvent avoir une influence plus ou moins importante en terme de pertes et donc sur le rendement final du dispositif. En se restreignant à un enroulement par jambe magnétique, plusieurs configurations sont envisageables. Nous étudierons celles-ci enroulement par enroulement afin de pouvoir décrire les configurations possibles ce qui facilitera la compréhension et l'analyse des différentes configurations.

IV.2.1.1. Configuration de l'enroulement primaire

Le nombre de couches (*20 couches*) est lié au nombre de spires primaires ($N_1 = 10$). Cet enroulement étant doublé pour obtenir la capacité intégrée, il est nécessaire de placer deux bobinages identiques de 10 spires chacun. Les spires peuvent être réparties concentriquement ou sous forme d'empilement comme l'illustre la Figure *IV-3*. Pour calculer la valeur de la capacité réalisée, Il est nécessaire de connaître la surface totale de cuivre disponible. Compte tenu de la largeur importante que devront présenter les pistes primaires et de la faible place disponible sur la largeur de la fenêtre de bobinage dans laquelle devra également se loger un des enroulements

secondaire, la répartition sous forme concentrique n'est pas envisageable. Il n'y aura donc qu'une seule spire primaire par couche. Ainsi le premier primaire sera réalisé sur les 10 couches impaires numérotées de 1 à 19 et le deuxième, pris en sandwich dans le premier, occupera les 10 couches paires allant de 2 à 20. Les deux enroulements primaires sont ainsi bien composés chacun de 10 spires et chacune de leurs spires sont mises en vis-à-vis pour la réalisation de la capacité souhaitée.

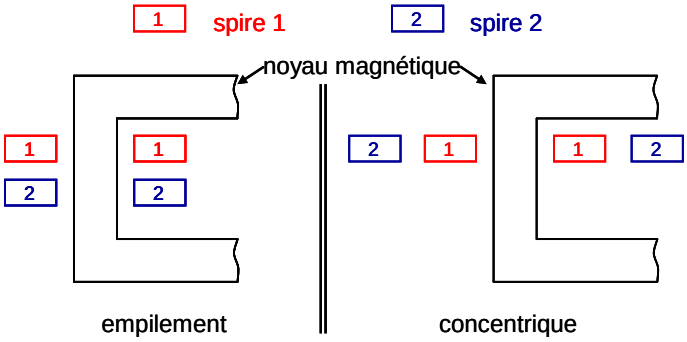


Figure IV-3 : Répartitions possibles des spires.

IV.2.1.2. Configuration des enroulements secondaires

Concernant les enroulements secondaires leur nombre de spires ($N_2 = N_3 = 2$) n'ayant pas de liens avec le nombre de couches choisi, différentes configurations sont envisageables.

a) Configuration « 1 spire »

La première configuration des secondaires est de placer une spire par couche comme l'illustre la Figure *I-12*. Nous avons dans ce cas à notre disposition 20 spires identiques réparties sur les 20 couches. Le nombre de spires à réaliser étant de $N_2 = N_3 = 2$, il y a donc des mises en parallèle à faire par paquet de 10 spires afin de réaliser le bobinage voulu. Une spire est alors réalisée par les connexions de 10 couches du circuit imprimé. Il reste à contrôler la largeur des conducteurs nécessaires pour répondre au cahier des charges fixé. Dans ce cas, la hauteur de piste h_{piste} restant fixée à $36\mu m$ d'épaisseur et en tenant compte de la densité de courant J à respecter ($10A/mm^2$), la largeur de chacun des conducteurs est définissable. A l'issue du dimensionnement de la structure, le courant secondaire efficace résultant est de $9A$ pour un rapport cyclique de $0,5$. La largeur de la piste nécessaire pour répondre à la densité de courant est calculée par l'équation *II-1* ci-dessus :

$$L_{ter} = L_{sec} = \frac{Is_{eff}}{J.h_{piste}} = 25mm \qquad \textbf{IV-1}$$

Disposant de 10 couches pour répartir équitablement une spire d'un enroulement secondaire, la

largeur des conducteurs par couche est donc 10 fois inférieure à la largeur totale nécessaire (*IV-2*).

$$L_{cond\,/\,couche} = \frac{L_{sec}}{10} = 2.5mm \qquad \textbf{\textit{IV-2}}$$

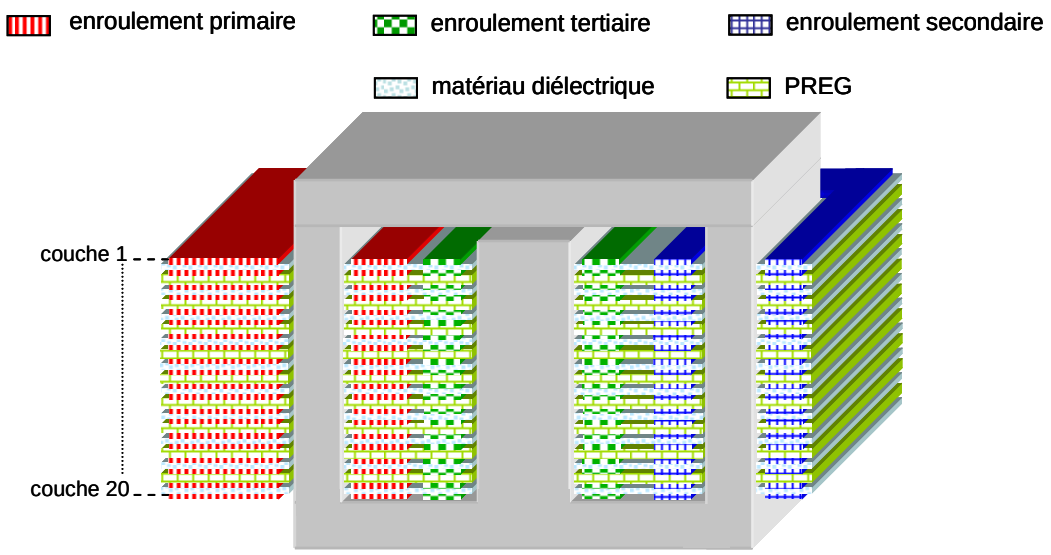


Figure IV-4 : Configuration « 1 spire par couche » pour les enroulements secondaires.

Cette configuration présente l'avantage d'une meilleure optimisation de la place occupée à l'intérieur des fenêtres. En effet les enroulements comportent uniquement un conducteur par couche et par fenêtre ce qui n'introduit pas d'isolation supplémentaire à prévoir entre spires.

b) Configuration « 2 spires »

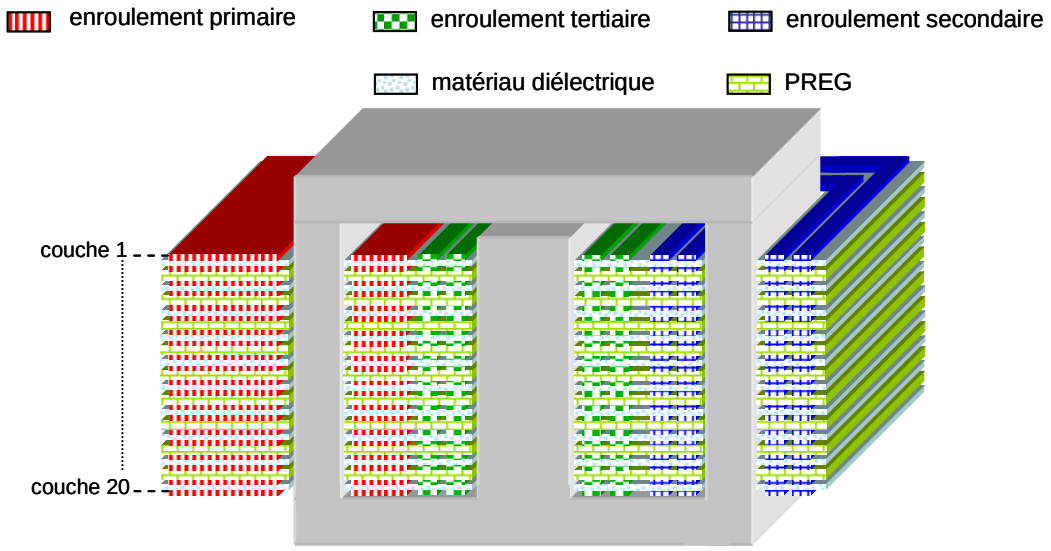


Figure IV-5 : Configuration à 2 spires par couche pour les enroulements secondaires

Une deuxième configuration des conducteurs est envisageable compte tenu du nombre de couches disponible et du nombre de spires secondaires et tertiaires dimensionnés. En effet il est possible de placer deux spires côte à côte sur une même couche. Afin de reproduire les deux spires d'un enroulement secondaire, les 20 couches du circuit sont utilisées de manière à respecter la section de cuivre souhaitée (Figure *IV-5*).

Dans ce cas une spire d'un enroulement secondaire est répartie sur la totalité des couches. Logiquement, dans cette deuxième configuration, la largeur d'un conducteur sur une couche est deux fois plus faible que dans la première configuration (*IV-3*).

$$L_{cond/couche} = \frac{L_{sec}}{20} = 1.25mm \qquad \textbf{\textit{IV-3}}$$

De plus, il est nécessaire de prévoir une isolation entre spires d'une même couche. Celle-ci sera fixée arbitrairement à 0,5mm en raison de la classe de réalisation des circuits imprimés utilisée.

Afin de compléter la présentation de ces deux configurations, il est maintenant nécessaire de regarder les modes de connexions envisagés afin de permettre la réalisation des enroulements dans leur intégralité.

IV.2.2. Les modes de connexions des spires

La disposition des conducteurs suivant la configuration étudiée ayant été présentée dans le paragraphe précédent, il s'agit maintenant d'y associer les connexions entre conducteurs nécessaires afin de réaliser les nombres de spires nécessaires à chaque enroulement, à savoir N_1 = 10 spires et N_2 = N_3 = 2 spires.

IV.2.2.1. Mode de connexion de l'enroulement primaire

Concernant le mode de connexion de l'enroulement primaire, aucun degré de liberté n'est possible. En effet, celui-ci est finalement imposé par les choix faits sur la disposition des conducteurs primaires, répartis sur les 20 couches. Nous rappelons que le choix de ce nombre de couches est lié au dimensionnement du LCT et répond au cahier des charges fixé. La réalisation de la capacité nécessitant deux bobinages primaires identiques avec des surfaces en regard, les 10 spires de chacun des deux bobinages sont réparties sur toute la hauteur du circuit comme cela a été présenté dans les différentes configurations envisagées. Il est ensuite nécessaire de connecter les conducteurs entre eux afin de réaliser le nombre de spires souhaité.

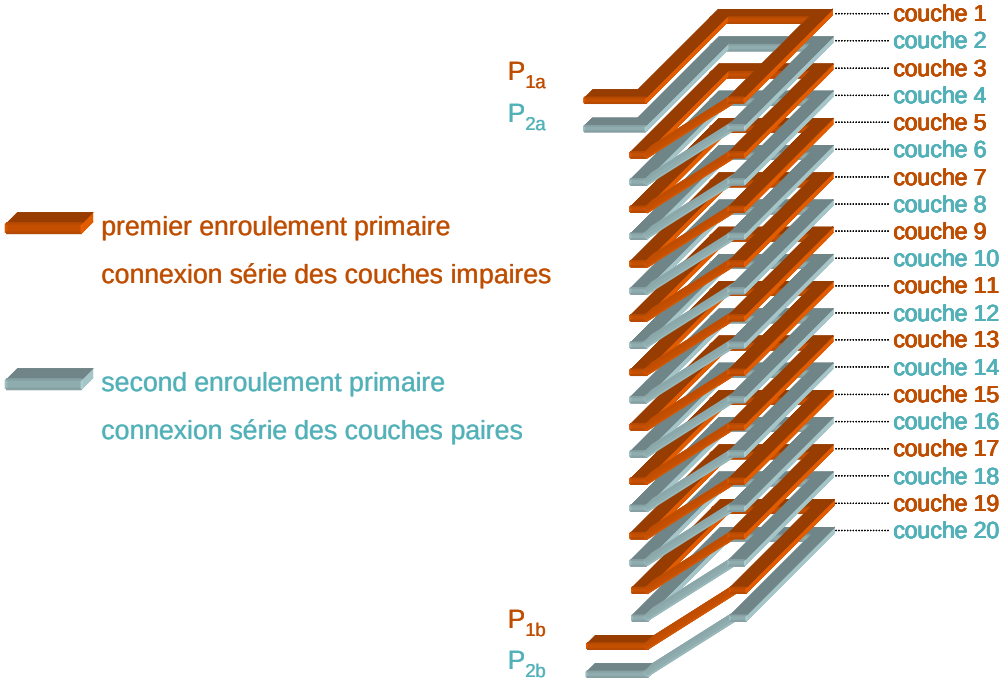


Figure IV-6 : Mode de connexion des enroulements primaires

Comme le montre la Figure *IV-6*, le premier enroulement primaire est réalisé entre les bornes P_{1a} et P_{1b}, par une mise en série successive des spires placées sur les couches impaires. De même, le second bobinage primaire, identique au premier, est réalisé entre les bornes P_{2a} et P_{2b}, par les connexions séries des spires situées sur les couches paires. Nous rappelons que les largeurs de pistes sont fixées dans un premier temps par la densité de courant souhaitée à laquelle l'enroulement est contraint. En second lieu, la largeur des conducteurs primaires pourra être étendue dans la mesure où c'est par cette surface de cuivre que la capacité d'écrêtage du circuit est obtenue. La Figure *IV-6* rappelle la disposition de ces bobinages ainsi que les interconnexions nécessaires. Notons que les Figure *IV-6*, *Figure IV-7*, *Figure IV-8* ne sont pas à l'échelle et représentent uniquement des modes de connexions envisagées.

IV.2.2.2. Modes de connexion des enroulements secondaires

Les possibilités de connexions des conducteurs des enroulements secondaires sont diverses. En effet, nous disposons de 20 couches pour réaliser uniquement 2 spires. Deux modes de connexion se distinguent : le mode dit « bloc » et le mode dit « croisement ». En effet comme il a pu être cité au cours du chapitre *I*, un certain nombre d'effets non désirés mais susceptibles de perturber le fonctionnement de la structure peuvent apparaître, compte tenu du fait de l'interaction de milieux magnétiques et de milieu conducteurs. La simulation de ces deux modes

de connexions a été faites dans le but d'évaluer si les effets de peau et de proximité pouvaient être plus néfastes suivant le placement et la connectique des conducteurs. Chacun de ces modes est applicable à chacune des deux configurations envisagées et développées au paragraphe *IV.2.1.2*, à savoir la configuration « 1 spire » et la configuration « 2 spires ».

a) Mode « bloc »

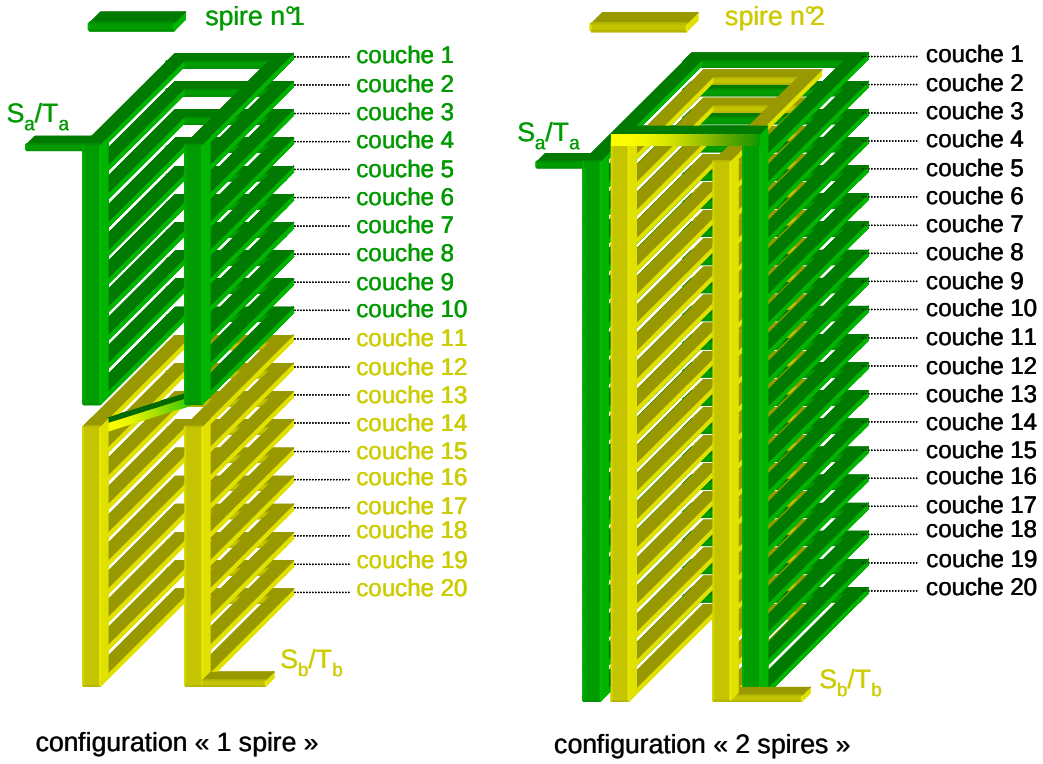


Figure IV-7 : Mode de connexion « bloc » des enroulements secondaires

Ce mode de connexion consiste à prendre des paquets de 10 spires et les mettre en parallèle par des systèmes de via. Regardons dans un premier temps comment se présentent les liens entre spires dans le cas de la première configuration à une spire par couche (Figure *IV-6*). Il s'agit de mettre en parallèle les dix spires des 10 premières couches pour effectuer la première spire de l'enroulement secondaire. Nous assimilons ceci à un bloc, d'où le nom de ce mode. On parle également de configuration sans croisement de couche. La deuxième spire est réalisée de la même manière en utilisant cette fois-ci les dix couches restantes. Il reste à mettre en série ces deux spires afin d'obtenir le bobinage souhaité entre les bornes S_a et S_b pour le secondaire et les bornes T_a et T_b pour le tertiaire. La deuxième configuration disposant de deux spires par couche, les connexions bloc s'effectuent sur la totalité des couches. Autrement dit les spires intérieures sont toutes mises en parallèle de même pour les extérieures. De cette manière les deux spires nécessaires sont réalisées et peuvent être connectées en série pour obtenir l'enroulement

secondaire souhaité. Ce mode de connexion est illustré par la Figure *IV-7* pour chaque configuration.

b) Mode « croisement »

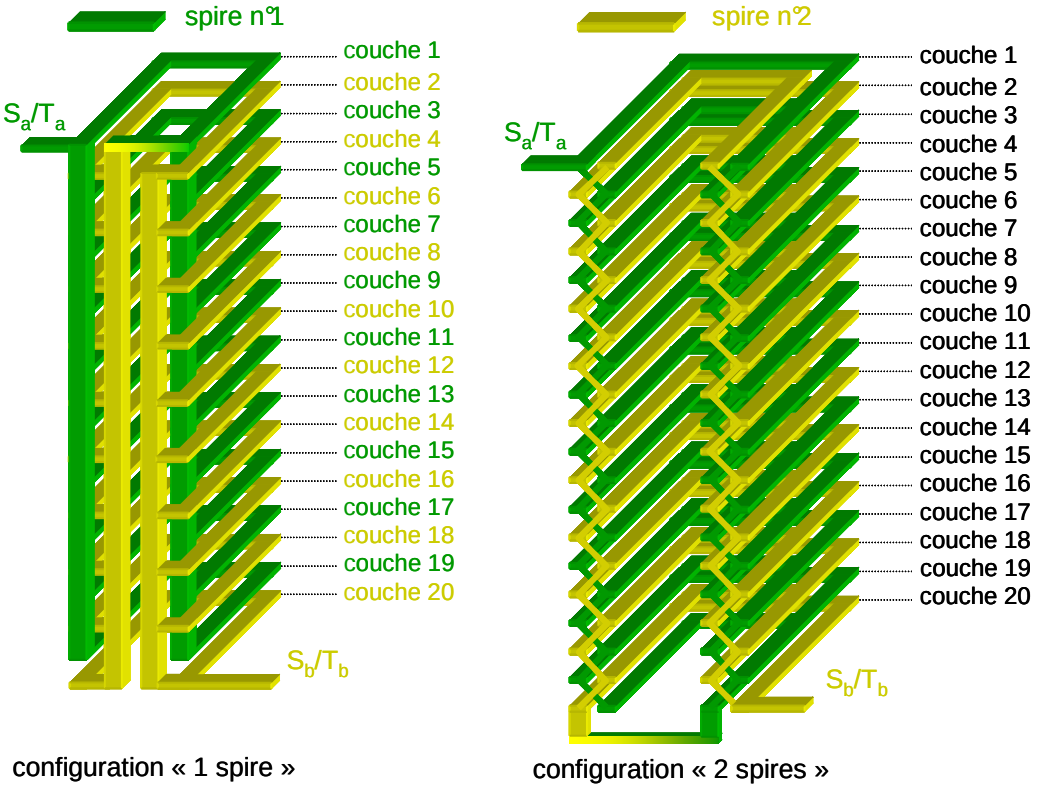


Figure IV-8 : Mode de connexion « croisement » des enroulements secondaires

Ce deuxième mode consiste à croiser les connexions entre couches de manière à obtenir deux spires entrelacées. Comme dans le mode « bloc » précédent, il est applicable aux deux configurations envisagées. Une spire de l'enroulement secondaire est toujours composée de 10 spires disposées par couche, mises en parallèle. Dans ce cas les couches concernées ne sont pas successives mais alternées pour réaliser la première ou la deuxième spire du bobinage. Prenons le cas de la configuration à une spire par couche. Les couches impaires connectées en parallèle forment la première spire utile aux enroulements secondaires, et la deuxième spire est réalisée de la même manière à partir des couches paires. Les deux spires sont géométriquement intercalées l'une à l'autre. On parlera alors de configuration avec croisement de couche. Au sujet de la deuxième configuration à deux spires par couche, le principe de connexion par croisement est identique. Disposant d'une spire intérieure et une extérieure à chaque couche, en plus d'alterner les couches connectées, la permutation s'effectue également entre ces deux spires. La première spire est donc réalisée à partir des couches impaires et en alternant à chaque changement de

couche entre la spire intérieure et la spire extérieure. Ceci s'applique bien évidemment pour la réalisation de la deuxième spire en se basant sur les couches paires et en prenant la spire intérieure ou extérieure non utilisée pour la première spire. Ce mode de connexion est illustré par la Figure *IV-8* pour chaque configuration.

Les différentes possibilités de configurations et de modes de connexion ayant été détaillées, il est nécessaire d'analyser chacune pour pouvoir faire un choix définitif sur les dispositions des bobinages retenues pour la réalisation du prototype. Dans cette étude, le principal critère de sélection reste la performance globale du dispositif dans son intégralité au sein de la structure MET. L'idée est ici de déterminer la configuration qui minimise les pertes cuivre. Pour cela nous avons choisi de simuler en temporel le comportement du LCT grâce au logiciel FLUX. Ces simulations, couplées à la simulation du fonctionnement électrique du convertisseur, présentent l'intérêt d'une étude des phénomènes électriques et magnétiques dans des conditions réelles de fonctionnement. Elles vont nous permettre, d'une, part d'obtenir les pertes dans les bobinages du LCT mais aussi de visualiser une cartographie des courants dans chaque conducteur réalisant le LCT. Ces simulations étant effectuées en 2D plan, il ne sera pas possible d'obtenir des informations sur le comportement des têtes de bobine.

IV.2.3. Simulations magnéto transitoire des différentes configurations et modes de connexions

Il s'agit de simuler le fonctionnement temporel de la structure MET à l'aide du logiciel à éléments finis FLUX 2D en tenant compte de la disposition magnétique choisie. Pour cela, le LCT dont la géométrie a été représentée en 2D est placé dans un circuit électrique représentant le convertisseur. Ainsi des formes d'ondes proches de la réalité sont appliquées à ce composant.

IV.2.3.1. Mise en place d'une base de simulation

La préparation à la simulation FLUX 2D n'est guère différente de celle détaillée lors des analyses faites en magnéto harmoniques au cours du chapitre *III* (paragraphe *III.1*). Il est également nécessaire de construire dans un premier temps séparément le circuit électrique ainsi que l'ensemble géométrique auquel les conditions physiques sont ajoutées (Figure *IV-10*) Le circuit électrique utilisé est structuré de la même façon que celui illustré au cours du précédent chapitre (paragraphe *III.1.1.1*). Chaque conducteur est représenté par un conducteur massif et tous sont connectés entre eux suivant la configuration et le mode de connexion étudiés. De

manière à simuler temporellement, des composants classiques type circuit sont associés, à savoir une source de tension continue de *50V* en entrée du convertisseur ainsi que des interrupteurs et des diodes. Les interrupteurs sont paramétrables, leur temps de conduction, leur périodicité et leur résistance à l'état passant sont à définir. Pour rappel la fréquence de fonctionnement est de 250kHz, autrement dit les interrupteurs sont commandés pendant la moitié d'une période à savoir 2µs. Pour ces simulations nous considérons les semi conducteurs parfaits en fixant des résistances à l'état passant nulles. Dans un deuxième temps, le circuit et la géométrie sont associés de manière à ce que la simulation prenne en compte l'aspect magnétique au sein du fonctionnement temporel de la structure. Le circuit électrique, reprenant les configurations et les modes de connexion étudiés, il est nécessaire de construire autant de circuit électrique que de cas de simulation à réaliser.

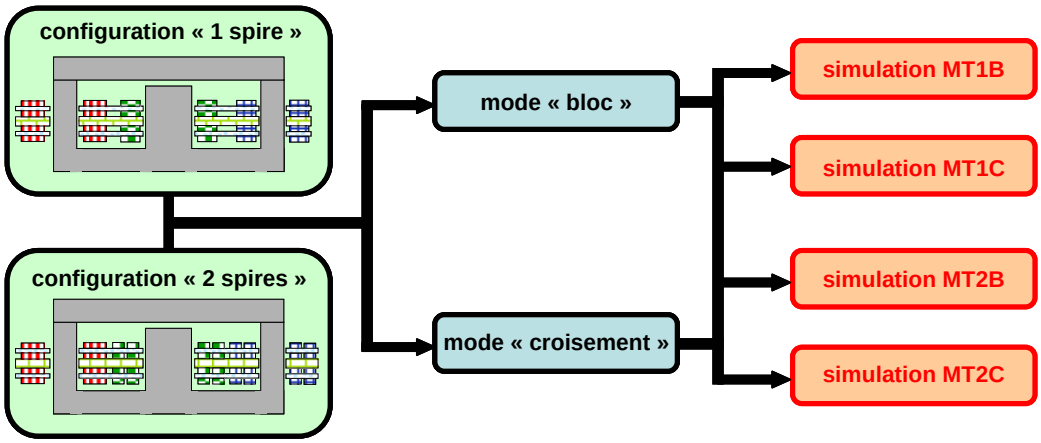


Figure IV-9 : Les différents cas de simulations magnéto transitoire réalisés

La Figure *IV-9* décrit les différentes simulations faites. L'indicateur « *MTxy* » précise le type de simulation, en l'occurrence Magnéto Transitoire, et le cas de figure analysé (*xy*). « *x* » indique la configuration prise en compte à 1 spire ou 2 spires, et « *y* » correspond au mode de connexion utilisé, soit Bloc soit Croisement. La partie circuit du logiciel FLUX offre la possibilité d'insérer des composants électriques permettant ainsi de simuler le fonctionnement temporel de la structure MET en tenant compte de l'aspect magnétique du LCT. Comme nous l'avons dit dans le chapitre *III* (paragraphe *III.1.1.1*), le maillage doit être réalisé en respectant les contraintes de validité des résultats de simulation, à savoir un minimum de deux mailles dans l'épaisseur de peau à la fréquence de découpage souhaitée (*250 kHz*). Afin d'avoir une prise en compte des harmoniques, il serait nécessaire de prévoir un maillage répondant à ce critère pour des fréquences pouvant aller au-delà du 1er harmonique. La complexité géométrique entraîne la nécessité d'un maillage relativement dense et l'ensemble se retrouve rapidement limité en nombre de mailles. En se plaçant aux limites de calcul de résolution du logiciel, nous avons pu réaliser un

maillage valide jusqu'à la fréquence de *300 kHz*.

IV.2.3.2. Exploitations des simulations

a) Procédure de l'exploitation

La Figure *IV-10* décrit la méthodologie utilisée pour dresser le bilan de puissance de chaque configuration envisagée. Les parties « circuit » et « geo/phy » du logiciel FLUX2D ont été abordées dans le paragraphe précédent.

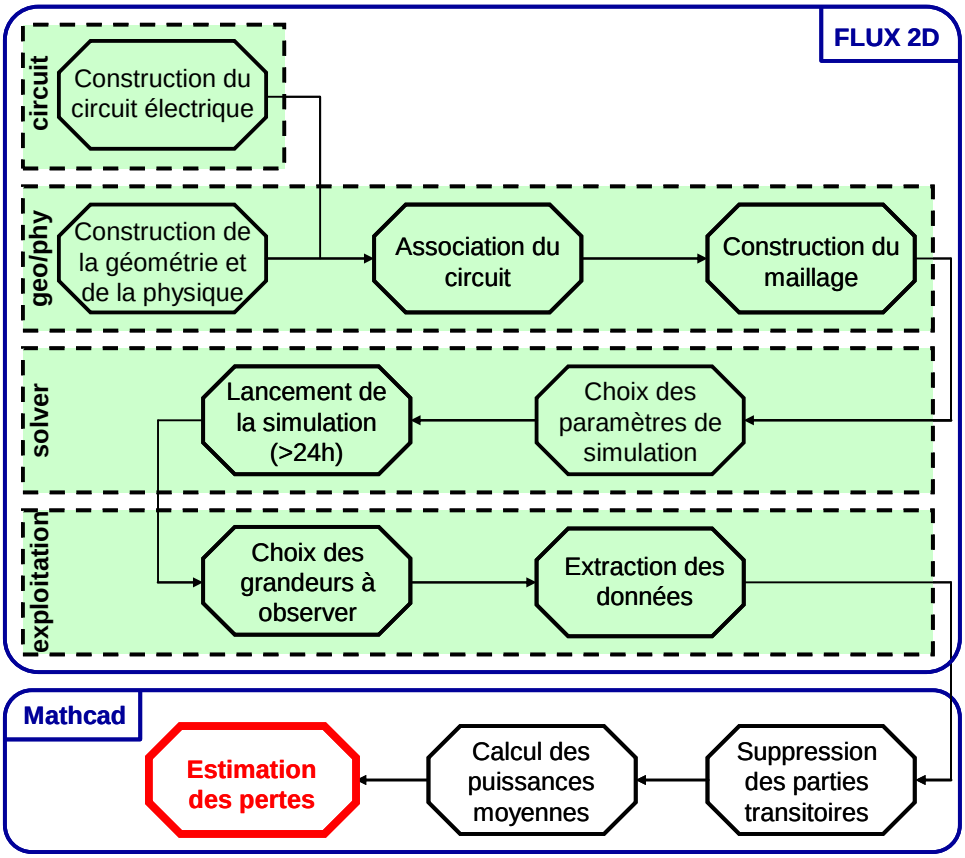


Figure IV-10 : Procédure de l'exploitation des simulations magnéto harmoniques

Concernant le « solver » il faut, avant de lancer la simulation, choisir des paramètres de résolution temporelle tels que la durée minimale de simulation ou le pas de calcul. En effet, le bilan de puissance devant être réalisé en régime permanent, il a été nécessaire de déterminer un temps minimal de simulation permettant d'atteindre le régime établi. Ce temps minimal a été déterminé par des essais itératifs et a été fixé à 120µs. D'autre part, pour assurer une bonne précision de la simulation un pas de calcul de 0,1µs a été choisi ce qui représente une résolution de 40 points par période. Une simulation va donc représenter 1200 points de calcul, ce qui, en raison d'une complexité de calcul due à une géométrie dense et à un maillage relativement fin, va nécessiter un temps de calcul important pouvant atteindre 48h dans certaines configurations.

Malgré tout, cette finesse de calcul est nécessaire pour garantir la validité des résultats obtenus.

b) Bilan de l'exploitation magnéto transitoire

Le Tableau *IV-3* nous présente les principaux résultats issus des simulations magnéto transitoires réalisées pour chaque cas de figure envisagé. Les résultats obtenus après dimensionnement de la structure MET sont également intégrés à ce bilan de manière à faire la comparaison simulation/théorie.

	MT1B	MT1C	MT2B	MT2C	théorique
Is	**9.2 A**	9.2 A	9.34 A	9.42 A	12 A
ΔIs	**1.06 A**	1.08 A	1.1 A	1.07 A	1.12 A
Vs	**3.84 V**	3.83 V	3.9 V	3.93 V	5 V
Vcr	**93.81 V**	93.33 V	92.52 V	93 V	100 V
Pe	**39.05 W**	38.95 W	40.11 W	40.64 W	60 W
Ps	**35.3 W**	35.22 W	36.4 W	37W	60 W
Pertes	**3.75 W**	3.73 W	3.71 W	3.64 W	0 W
Rendement	**90.4 %**	90.4 %	90.7 %	91 %	100 %

Tableau IV-3 : Résultats des simulations magnétos transitoires

A première vue les résultats issus des diverses simulations ne présentent pas de différences significatives et donc n'engendrent pas d'élimination directe d'une solution par rapport à une autre. On peut généraliser le bilan des pertes de la façon suivante. Les pertes sont d'environ 3.7 W pour une puissance d'entrée avoisinant les 40W, ce qui implique un rendement d'environ 90%. Nous rappelons que dans ces simulations le but étant de choisir une configuration optimale en terme de performances et de rendement, les pertes obtenues sont uniquement issues de la disposition et de l'agencement choisi et ne proviennent que du composant LCT. Considérant le bilan des puissances quasi identiques dans toutes ces simulations, d'autres critères doivent être retenus pour faire un choix de configuration et de mode de connexion Afin d'optimiser le volume et de réduire les coûts c'est la configuration étudiée lors de la simulation MT1B qui sera retenue. En effet de par son mode de connexion « bloc » la réalisation des liens physiques entre couches sont moins nombreux et plus simples que pour les autres configurations simplifiant ainsi la fabrication. Ainsi aucun croisement de couches n'est à prévoir et en prenant la solution d'une seule spire par couche les dimensions finales du prototype seront réduites.

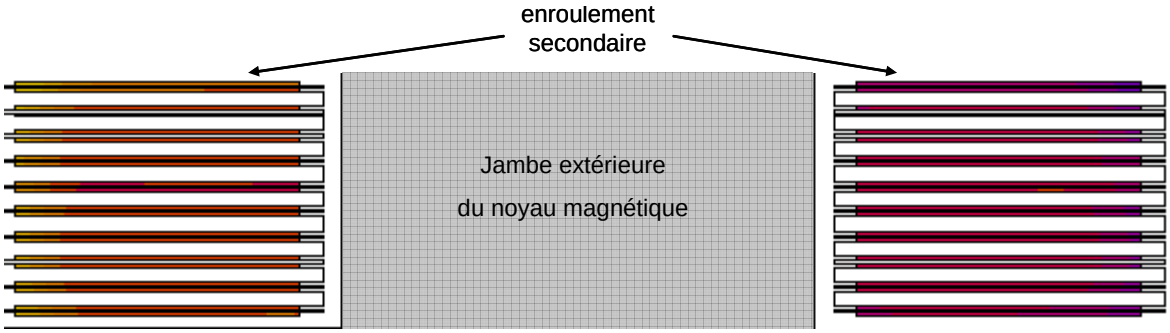


Figure IV-11 : Cartographie des densités de courant dans un enroulement à un instant t

La Figure *IV-11* permet simplement d'illustrer l'une des possibilités d'exploitation de la simulation magnéto transitoire sous la forme d'une cartographie des densités de courant qu'il peut y avoir dans les enroulements à un instant t du cycle de fonctionnement de la structure MET. Celles-ci bien entendu évoluent au cours du temps suivant la phase de fonctionnement, elles sont également sensibles aux différents effets (effet de peau, de proximité, thermique…) énumérées au cours du chapitre I.

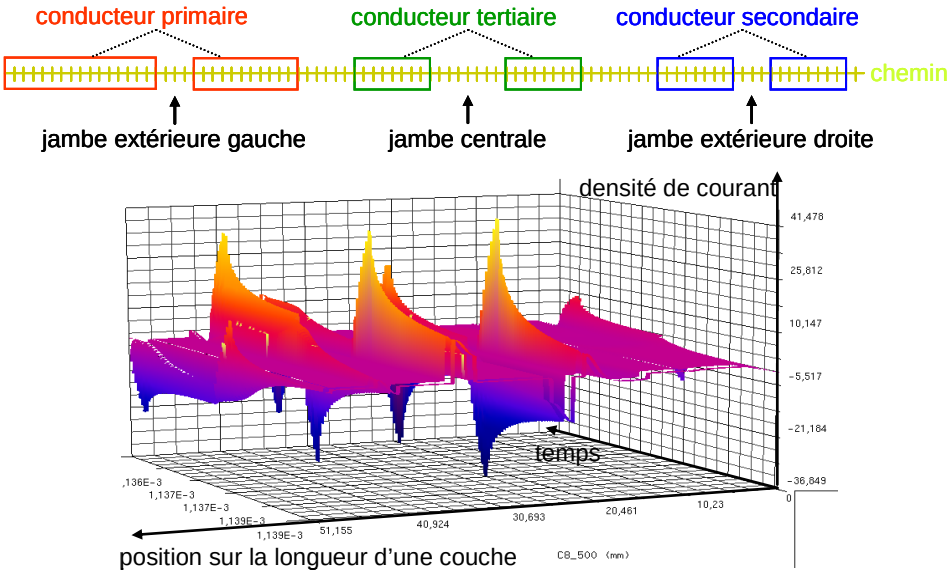


Figure IV-12 : Densités de courant sur une couche en fonction du temps et de la position

Il est délicat d'avoir une vue d'ensemble du dispositif évoluant au cours du temps, néanmoins la densité de courant dans chacun des conducteurs est exploitable au cours du temps mais aussi en fonction de la position à l'intérieur du conducteur. Pour illustrer ces possibilités d'exploitation la Figure *IV-12* présente les densités de courant sur tous les conducteurs d'une couche évoluant au cours d'un cycle périodique et en fonction de la position sur la longueur du conducteur. Les pics correspondent aux densités de courant dans les différents conducteurs d'une couche, elles

sont négatives ou positives selon l'instant de fonctionnement et sont plus ou moins élevés selon la position dans le conducteur. Les densités nulles correspond aux positions se retrouvant au niveau des matériaux non conducteurs à savoir les jambes du noyau magnétique ainsi que les zones entre les enroulements.

IV.2.4. Comparaison des simulations magnéto transitoire et circuit

Après avoir dressé le bilan des résultats issus des simulations magnétos transitoires, nous pouvons établir une comparaison avec les premières simulations, présentées dans le chapitre précédent (paragraphe *II.4.2*), effectuées à l'aide du logiciel de type « circuit » PSIM.

IV.2.4.1. Comparaison des simulations transitoires PSIM/FLUX

En se référant au tableau 1, nous constatons que dans chacune des simulations le point de fonctionnement n'est pas à la hauteur de celui attendu théoriquement (*9.2A/3.8V* contre *12A/5V*). Ceci explique la baisse de puissance que transite la structure MET (*38W* devant *60W*). L'explication de cette diminution a déjà été développée au cours du chapitre II lors de la validation du fonctionnement de la structure MET par simulation PSIM. En reprenant le modèle du transformateur à trois enroulements, l'agencement choisi engendre une inductance de fuite Lf_3 théoriquement nulle si l'on ne tient pas compte des fuites dans l'air (chapitre *II* paragraphe *II.4.2.2*). Celles-ci amènent une diminution du point de fonctionnement qui pourra être réajusté en changeant le rapport cyclique du convertisseur. Une comparaison des simulations FLUX avec les simulations PSIM est faite ci-dessous (Figure *III-10*) de manière à confirmer par une validation supplémentaire le fonctionnement de la structure. Cette juxtaposition permet également de confirmer la précision des résultats issus des simulations magnéto transitoires FLUX, de manière à fiabiliser cette étude et à disposer d'une solide base pour la suite du travail.

En confrontant ces deux types de simulations, nous constatons que les résultats donnés par chacune d'elles sont identiques à la différence près d'un point de fonctionnement légèrement différents (*4V/10A* pour PSIM contre 3.*8V/9.2A* pour FLUX2D). La similitude entre les formes d'ondes permet de valider l'analyse par simulation magnéto transitoire.

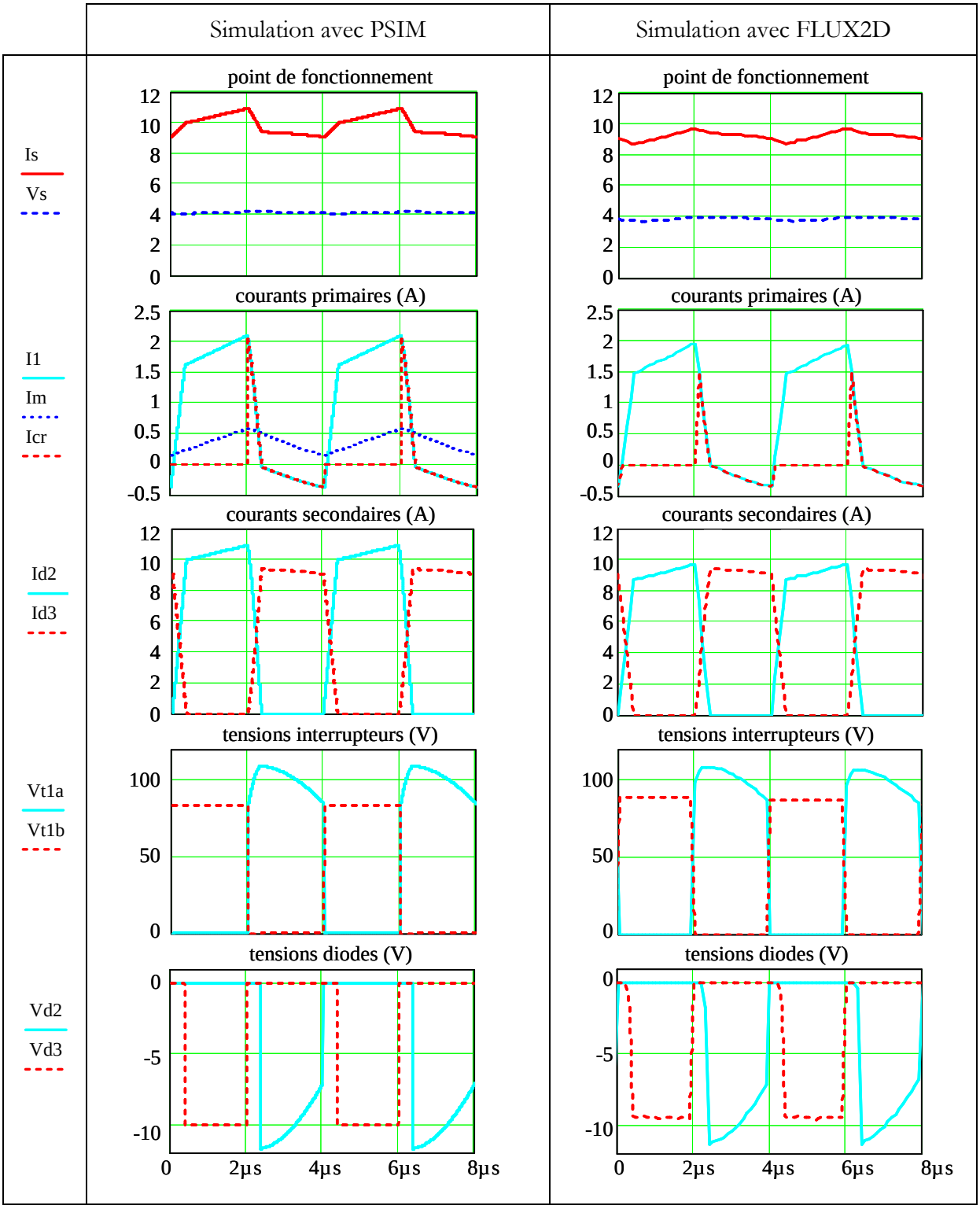


Figure IV-13 : Comparaison des résultats de simulations FLUX2D et PSIM

IV.2.4.2. Réajustement du point de fonctionnement

a) Modification du rapport cyclique

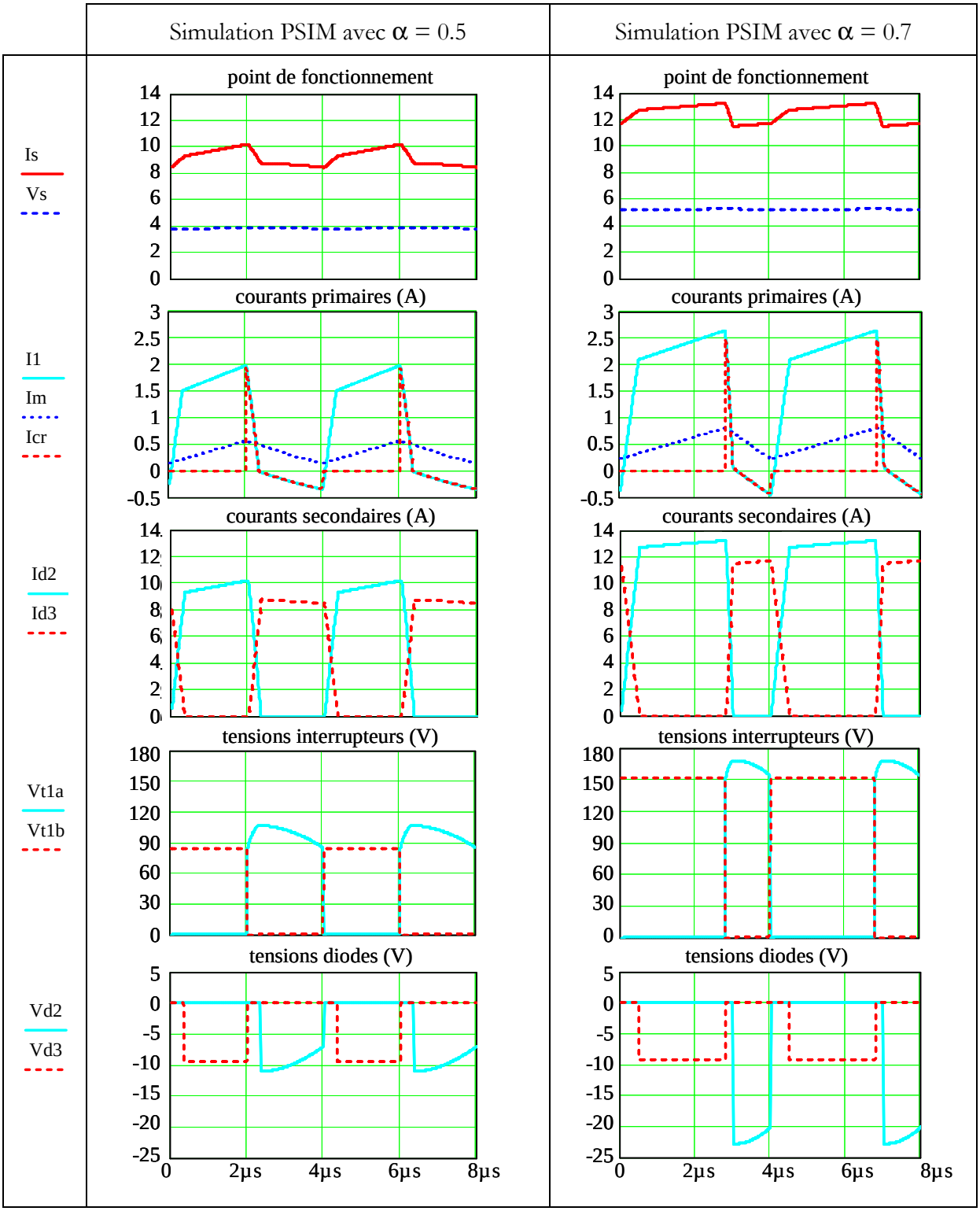


Figure IV-14 : Simulations PSIM : réajustement du point de fonctionnement

Pour compenser les chutes de tension liées à l'inductance de fuite, la solution envisagée est de réajuster le point de fonctionnement en jouant sur le rapport cyclique de la structure MET. Pour cette étude nous avons choisi comme environnement de travail le logiciel PSIM qui permet d'obtenir des simulations rapides tout en tenant compte du modèle magnétique du

transformateur. Néanmoins, nous pouvons intégrer à la simulation PSIM les résistances séries de chacun des enroulements caractérisées numériquement par simulation flux lors du chapitre II (paragraphe *II.4.2.1*). Ainsi la base de simulation est plus complète et donc plus proche du fonctionnement réel de cette structure, la finalité étant de prévoir et d'assurer le bon fonctionnement du prototype en respectant le cahier des charges.

La Figure *IV-14* présente les résultats obtenus par simulation PSIM avec et sans réajustement du rapport cyclique. Ceci n'est pas sans conséquence, puisque les contraintes sur les interrupteurs vont augmenter en contre partie. Nous verrons dans le paragraphe que les Mosfets choisis peuvent supporter un maximum de *200V*. En conséquence, le rapport cyclique peut être modifié à condition de contrôler la contrainte en tension sur les interrupteurs à ne pas dépasser. Si l'on désire remettre à niveau le point de fonctionnement (*5V/12A*), il est nécessaire d'augmenter à *0.7* le rapport cyclique. Dans ce cas, les tensions appliquées sur les interrupteurs de puissance (*150V*) sont bien inférieures à la contrainte maximale des Mosfets choisis, ce qui permet de valider et d'envisager ce réajustement.

b) Modification des rapports de transformation m_{12} et m_{13}

La pratique se révélera beaucoup plus perturbatrice, avec des pertes engendrées par les semi conducteurs qui n'ont pas été prises en compte jusqu'à présent. Il y aura également les pertes fer qui viendront diminuer davantage le point de fonctionnement, ainsi que les fuites magnétiques dans l'air. Il est donc nécessaire de prendre une précaution supplémentaire pour faire face à ces perturbations difficilement quantifiables théoriquement et s'assurer de faire fonctionner correctement le prototype en répondant au cahier des charges fixé. La solution pourrait être d'augmenter encore le rapport cyclique mais au risque de contraindre nettement plus dangereusement les interrupteurs. Cette solution est difficilement envisageable car elle obligerait à revoir le choix des interrupteurs. Dans ces conditions, les rapports du transformateur peuvent être modifiés de manière à rehausser le point de fonctionnement. Les enroulements secondaires étant difficilement modifiables en raison de la place disponible à l'intérieur des fenêtres du noyau choisi, seul le nombre de spire primaire peut être abaissé. On prévoira donc de pouvoir ajuster l'enroulement primaire entre 6 et 10 spires. Cette modification se fera sans influence sur la réalisation de la capacité qui bénéficiera toujours des 20 couches du circuit Ensuite un ajustement plus fin peut se faire par réglage du rapport cyclique.

La disposition magnétique à prendre en compte étant figée et validée après plusieurs études de comparaison, la réalisation de la structure MET peut être envisagée.

IV.3. Réalisation de la structure MET

Avant de pouvoir se pencher sur le routage du prototype, il est nécessaire de s'intéresser à la commande des interrupteurs que l'on envisage d'intégrer au circuit.

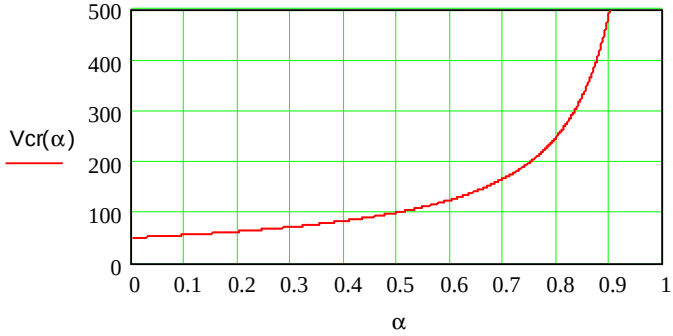
IV.3.1. Partie puissance de la structure MET

Des choix sont également à faire concernant les composants de puissance. Tout d'abord, les semi conducteurs, à savoir les diodes de sortie ainsi que les interrupteurs MOSFETs doivent être sélectionnés. Classiquement les critères de choix de semi-conducteurs sont les contraintes en courant et tension. Dans un souci d'intégration, on se restreint également à des composants de technologie CMS de manière à pouvoir les implanter en surface sur le prototype tout étant peu volumineux. Vient s'ajouter à ces contraintes un aspect performance en terme de rendement. Les semi conducteurs vont générer des pertes qu'il nous faudra appréhender en prenant en compte les caractéristiques statiques et dynamiques de ces composants.

IV.3.1.1. Les interrupteurs de puissances

a) Choix des interrupteurs

Les contraintes en courant et tension des interrupteurs ont été déterminées au cours du chapitre précédent (paragraphe *II.3.4.5*). La tension que doit supporter les transistors MOSFETs est la tension *Vcr* de la capacité d'écrêtage *Cr*. La Figure *IV-15* nous rappelle l'évolution de cette tension liée au rapport cyclique alpha.



Rappel :

$$Vcr = \frac{E}{1-\alpha}$$

Figure IV-15 : Evolution de la tension Vcr en fonction du rapport cyclique

En se référant au cahier des charges, le rapport cyclique α étant prévu initialement à *0.5*, la tension *Vcr* serait à hauteur de *100V*. Néanmoins nous avons vu que celui devra être réajusté pour rehausser le point de fonctionnement à celui souhaité à savoir *12A/5V*. On peut voir que cette tension croît dangereusement à l'approche d'un rapport cyclique égal à 1. Il n'est donc pas envisageable d'utiliser un rapport cyclique trop grand afin de limiter la contrainte sur les

interrupteurs et de ce fait limiter également le volume du composant. Au cours du paragraphe *0* un ajustement du point de fonctionnement a été prévu pour un rapport cyclique de *0.7*, ce qui engendre une tension de *167V* que doivent supporter les interrupteurs.

En terme de courant l'interrupteur le plus contraint est T_{1a} étant donné qu'il subit le courant primaire au cours de la première phase de fonctionnement. La valeur maximale de ce courant est de *2,7A*. Le second interrupteur T_{1b} supporte également le courant primaire mais uniquement dans la deuxième phase de fonctionnement. Celui-ci se retrouve théoriquement moins contraint (*0,17A*), mais il sera finalement en pratique, traversé par une intensité maximal équivalent à celle subit par l'autre interrupteur étant donné les formes d'ondes réelles. En d'autres termes, la contrainte à prendre en compte pour le dimensionnement des deux interrupteurs Mosfet est la même, soit *2,7A* pour un rapport cyclique avoisinant les *0,7*.

Dans ces conditions, le Mosfet de puissance IRF7492 de chez International Rectifier a été retenu, supportant un courant de *3,7A*, pour une tension de *200V*. Sa résistance à l'état passant, *Rdson*, est de *79mΩ*. Son boîtier est de format CMS de type SO-8.

b) Estimation des pertes dans les interrupteurs

Les pertes par conduction seront prépondérantes dans cette structure car, rappelons le, celle-ci a été conçue pour assurer la commutation douce en ZVS des composants de puissance. Connaissant la résistance à l'état passant de l'interrupteur IRF7492, les pertes engendrées par celui-ci sont estimables à :

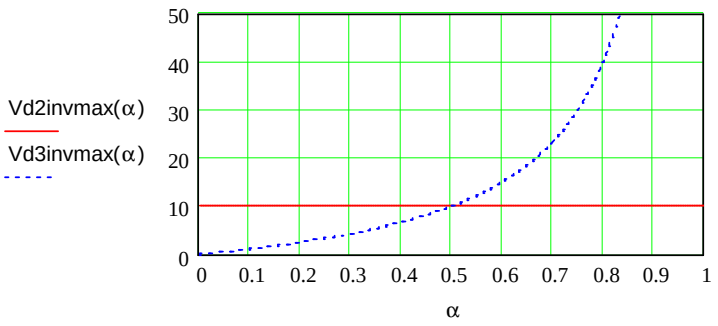
$$pertes_{T1a} = Rdson.I_{T1aeff}^2 = 320mW \quad \text{avec} \quad I_{T1aeff} = 2A$$
$$pertes_{T1b} = Rdson.I_{T1beff}^2 = 80mW \quad \text{avec} \quad I_{T1beff} = 0.1A \qquad \textbf{IV-4}$$

La résistance thermique avec l'air ambiant est de *60°C/W*. Ceci permet d'évaluer à *16°C* l'élévation de température de jonction résultante en tenant compte des pertes estimées dans le pire cas, à savoir $pertes_{T1a}$.

IV.3.1.2. Les diodes de puissances

a) Choix des diodes

De même que pour les interrupteurs, les contraintes en courant et tension des diodes de puissance situées en série sur les enroulements secondaires ont été déterminées au cours du précédent chapitre (paragraphe *II.3.4.5*).



Rappel :

$$V_{D2inv\max} = (m_{12} + m_{13})E$$

$$V_{D3inv\max} = (m_{12} + m_{13})(Vcr - E)$$

Figure IV-16 : Évolution des tensions maximales sur les diodes en fonction du rapport cyclique α

La Figure *IV-16* montre que celles-ci doivent supporter une tension de *24V* pour un rapport cyclique de *0,7*. Le courant maximal traversant ces diodes est égal au courant de sortie *12A* quel que soit le rapport cyclique. Les semi-conducteurs appropriés pour des contraintes de cet ordre (25V/12A) sont inévitablement packagés dans des boîtiers assez volumineux mais qui sont également disponibles en technologie CMS. Néanmoins, il est possible de prendre un composant disposant de deux diodes, c'est le cas de la série 32CTQ de chez International Rectifier®. Chacune des diodes supportent un courant de *15A* et une tension pouvant aller jusqu'à *30V*. Son boîtier de type D²PACK n'est autre qu'un TO-220 adaptée pour une implantation en surface.

b) Estimation des pertes dans des diodes

Ces diodes étant de type Schottky, la tension de seuil reste relativement faible pour le courant nominal les traversant, soit *0,4V* à *125°C* selon le constructeur (pour un courant If de 15A soit au dessus de notre application). En appliquant une marge de sécurité en prenant *0,5V* nous pouvons estimer les pertes engendrées dans ces semi-conducteurs, celles-ci sont présentées par l'équation *IV-5*.

$$pertes_{D2} = V_f . I_{D2moy} = 3W \quad \text{avec} \quad I_{D2moy} = 6A \quad \text{pour} \quad \alpha = 0.5$$

$$pertes_{D3} = V_f . I_{D3moy} = 3W \quad \text{avec} \quad I_{D3moy} = 6A \qquad \textbf{IV-5}$$

Au point d'équilibre les pertes sont identiques dans chacune des diodes. En revanche, en changeant le rapport cyclique elles vont être modifiées mais l'équilibre sera toujours de *6W*. Au final on s'aperçoit que les pertes dans les diodes sont prépondérantes devant celles des interrupteurs en raison du fort courant qu'elles doivent transiter.

Nous disposons désormais de tous les éléments pour s'intéresser à un important travail de routage afin de lancer la fabrication du prototype.

IV.3.2. Partie commande de la structure MET

IV.3.2.1. Introduction à la commande

Pour assurer une commande correcte des interrupteurs il est nécessaire d'associer à la partie puissance une électronique de commande de manière à contrôler et réguler la tension de sortie. Cette partie doit pour cela remplir plusieurs rôles. Elle doit d'une part générer les deux signaux de commande des grilles des interrupteurs de la structure MET et d'autre part ajuster le point de fonctionnement de manière à asservir la tension de sortie. Le schéma de principe de cette commande est présenté Figure *IV-17*.

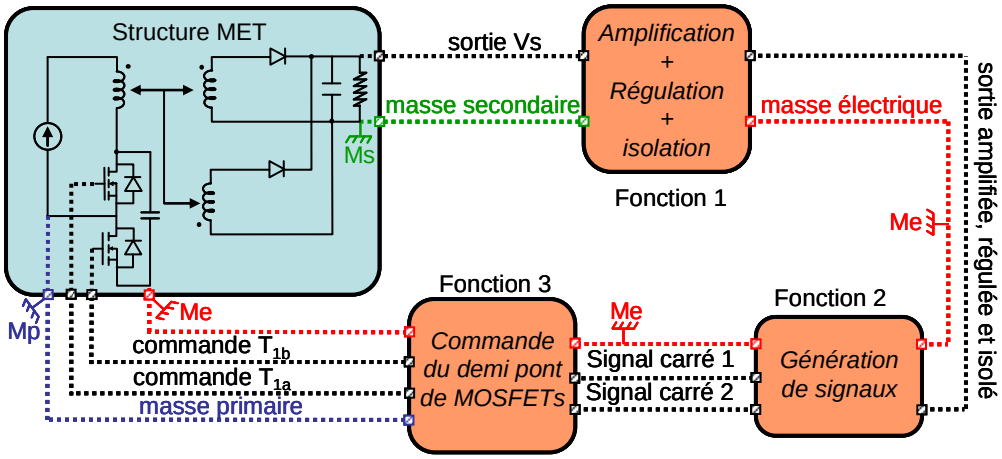


Figure IV-17 : Principe fonctionnel de la commande de la structure MET

Cette électronique va être réalisée en composant CMS et fera partie de la réalisation finale du prototype.

IV.3.2.2. Solution choisie

La Figure *IV-17* décrit le principe de fonctionnement de l'électronique de commande. Celui-ci se décompose en trois fonctions principales. Une première consiste en une amplification, une régulation et une isolation de la sortie du convertisseur. La deuxième permet la génération de deux signaux de commande. La troisième permet de distribuer la commande des deux interrupteurs MOSFET. Ces trois fonctions sont abordées ci-dessous.

a) Fonction 1

Pour réaliser cette fonction qui doit à la fois amplifier, réguler et isoler, nous avons choisi un composant CMS remplissant ces trois rôles. Celui-ci se nomme FOD2712 de chez Fairchild Semiconductor®. Ce circuit est un amplificateur isolé optiquement intégrant également un

correcteur à régler de manière à asservir le système. Traditionnellement un optocoupleur est utilisé de manière à isoler l'électronique de commande de la puissance, associé à un amplificateur permettant la régulation du système.

b) Fonction 2

Cette fonction a pour objectif de générer deux signaux de commande. Ce rôle est rempli par la famille des composants PWM (Pulse Width Modulation). On retrouve une multitude de composants existants sur le marché. Nous avons sélectionné l'un d'entre eux étant classiquement utilisé, le circuit TL494 en boîtier CMS de manière à facilement l'intégrer.

c) Fonction 3

Cette troisième fonction est nécessaire pour ajuster les signaux de commande injectés au bras de MOSFET. Les deux commandes doivent être isolées l'une de l'autre du fait de la mise en série des deux interrupteurs tel qu'ils sont placés classiquement dans un bras. Autrement dit la source de l'un est connectée au drain de l'autre. La référence de l'alimentation d'un interrupteur étant la source de celui-ci, les deux alimentations ont une référence différente, et doivent être isolées l'une de l'autre. Pour cela, nous avons opté pour une alimentation par boostrap de la commande rapprochée de l'interrupteur du haut (T_{1a}). Le circuit utilisé est le NCP5181 de chez On Semiconductor.

IV.3.3. Routage de la carte

Chaque partie du convertisseur ayant été étudiée, il a été nécessaire de réaliser le routage du prototype. La construction de celui-ci se divise en deux étapes différentes, la réalisation du circuit LCT et celle de la partie « composants ». La première concerne le dessin des enroulements du transformateur sur 20 couches du circuit imprimé avec les connexions permettant la réalisation du composant LCT. La deuxième étape s'attache au routage du circuit de puissance et de commande de la structure MET. Pour celui-ci, quatre couches sont à disposition, les deux couches du dessus, ainsi que les deux couches de dessous. Avant de réaliser le routage il est nécessaire de connaître les dimensions du circuit de base à disposition.

IV.3.3.1. Dimensions du circuit

Comme il a pu être dit précédemment, de manière à obtenir la capacité *Cr* suffisante de *16 nF*, il est nécessaire d'optimiser la surface de cuivre. En effet la valeur capacitive obtenue est

dépendante de la permittivité et de l'épaisseur du matériau diélectrique, ainsi que des surfaces de cuivre mises en regard et prenant en sandwich le matériau HK04. Le seul paramètre permettant d'ajuster la valeur capacitive résultante est la surface des électrodes réalisant le condensateur. Celle-ci se compose d'une dimension en profondeur et d'une dimension en longueur qui sont étudiées chacune séparément.

a) Profondeur du circuit imprimé

La profondeur du circuit est liée aux contraintes à appliquer sur les largeurs de pistes dont nous prévoyons une implantation en surface. L'abaque concerné impose une largeur de spires minimum de *7mm* en se plaçant dans le pire cas (12A /ΔT = 20°C). La Figure *IV-18* permet de visualiser les connexions secondaires à faire lors du routage. Les composants concernés sont montés en surface sur la dernière couche, se retrouvant en dessous du circuit. Ensuite deux couches sont nécessaires pour la réalisation des connexions. La couche 24 est le support des liaisons (bleu et rouge) entre les enroulements secondaires (S_a et T_b) du transformateur et les diodes et également la liaison (jaune) entre la cathode commune et la capacité de sortie. La couche 23 permet le retour de la connexion commune des bobinages (T_a, S_b) à la capacité, cette connexion est symboliquement appelée *Ms* (masse secondaire, en vert translucide).

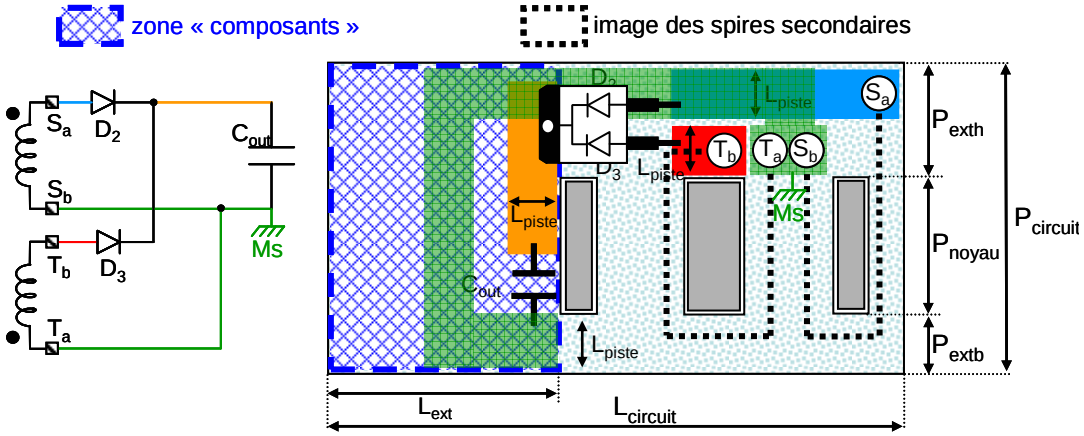


Figure IV-18 : Les connexions secondaires réalisées sur les deux dernières couches

Compte tenu des connexions à faire et des contraintes sur les largeurs de piste à mettre en œuvre, les distances extérieures sur la dimension de la profondeur du circuit sont figées. La profondeur P_{exth} doit pouvoir accueillir les deux pistes secondaires (*15mm*), et la profondeur P_{extb} est élargie de façon à pouvoir placer l'équivalent d'une piste (*8mm*). Le circuit est donc doté d'une profondeur de *50mm*.

Ceci étant fait, nous ne disposons plus que d'un degré de liberté pour ajuster la capacité désirée, en l'occurrence la largeur L_{ext}.

b) Longueur du circuit imprimé

La superficie issue de l'enroulement primaire et servant à réaliser la capacité, peut être décomposée en quatre zones (Figure *IV-19*). Les dimensions zones 1, 2 et 4 sont connues. Ainsi les capacités résultantes des 20 couches peuvent être déduites. Seule la grandeur L_3 reste inconnue.

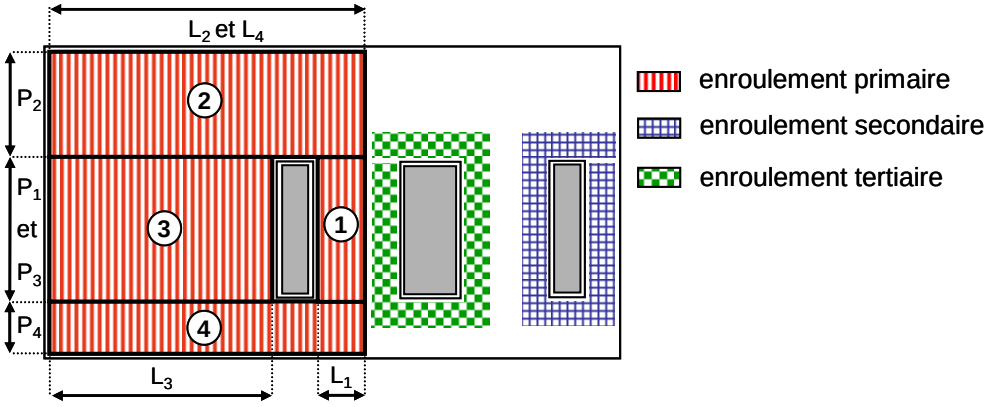


Figure IV-19 : les connexions secondaires sur la première couche vue de dessus

$$C_1 = \frac{P_1.L_1}{h_{md}}\varepsilon_0.\varepsilon_r\frac{nb_couche}{2} \qquad C_2 = \frac{P_2.L_2}{h_{md}}\varepsilon_0.\varepsilon_r\frac{nb_couche}{2}$$

$$C_3 = \frac{P_3.L_3}{h_{md}}\varepsilon_0.\varepsilon_r\frac{nb_couche}{2} \qquad C_4 = \frac{P_4.L_4}{h_{md}}\varepsilon_0.\varepsilon_r\frac{nb_couche}{2} \qquad \textbf{IV-6}$$

$$C_r = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 \qquad \textbf{IV-7}$$

La somme des expressions des capacités de l'équation *IV-6* doit correspondre à la capacité finale *Cr* souhaité (*IV-7*). De cette manière la longueur d'extension L_3 à prendre en compte lors de la réalisation du prototype est déductible et doit être de *21mm* de manière à obtenir une valeur capacitive de 16*nF*. Il faut également tenir compte de la place occupée par les connexions entre couches qui seront faites à l'extérieur des surfaces de cuivre de manière à pouvoir utiliser des vias traversant la totalité des couches. Cette solution se justifie par un coût amoindri en terme de fabrication. En effet si les vias étaient enterrés au milieu des surfaces de cuivre, la réalisation de ceux-ci impliquerait des étapes de métallisation individuelles et donc plus nombreuses. Au contraire en les plaçant à l'extérieur, certes la surface du circuit imprimé va légèrement augmenter, mais au profit d'une importante réduction du nombre d'étapes de fabrication, puisque dans ce cas la métallisation de tout les vias pourra être faite pour chacun d'entre eux au cours d'une seule et unique étape. Ceci se traduisant par un gain en terme de coût de la réalisation de ce prototype. Ainsi la longueur du circuit finale peut être figée (*IV-8*).

$$L_{circuit} = L_{extg} + L_{extd} + L_{noyau} + L_{vias} = 70mm \qquad \textbf{IV-8}$$

Après l'optimisation du circuit, les dimensions supports du circuit sont de *70mm* par *50mm*. Le routage peut ainsi être effectué en commençant par la partie réservée à la réalisation du composant LCT et en achevant par la partie englobant tous les autres composants du convertisseur MET.

IV.3.3.2. Implantation des composants

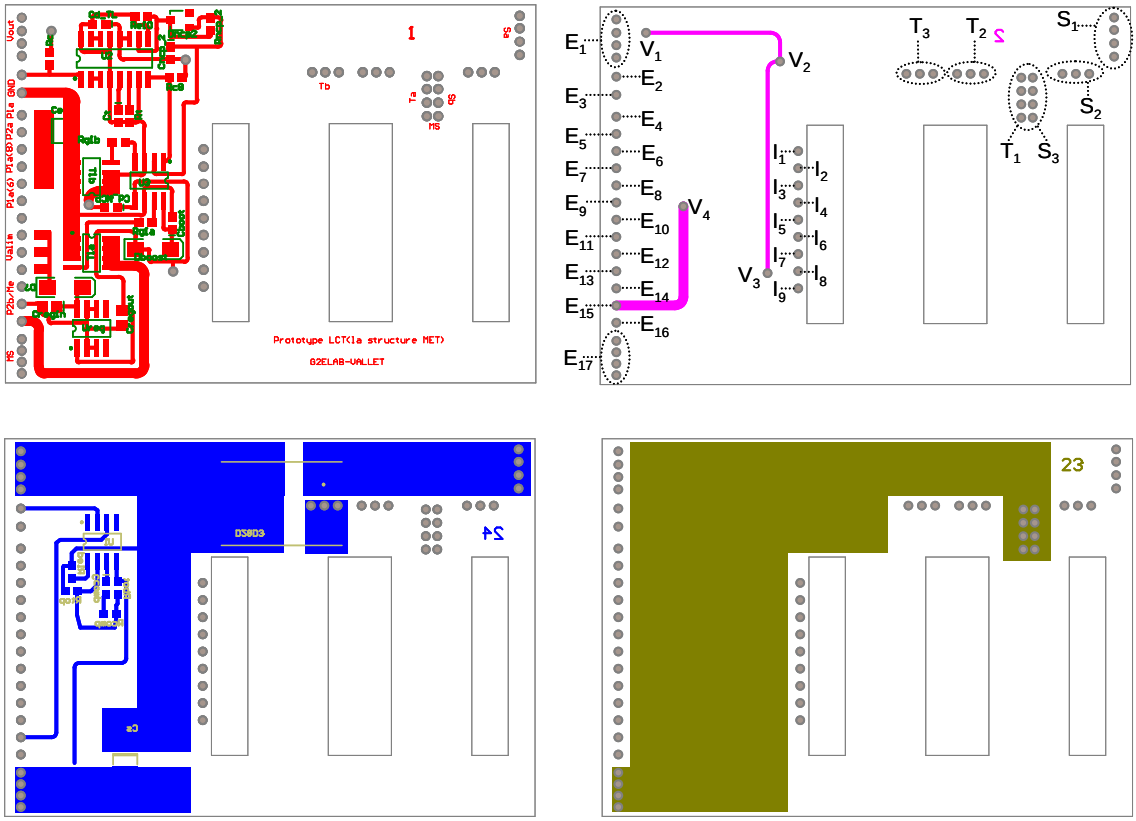


Figure IV-20 : Les couches composants et leurs connexions

Pour l'implantation de tous les composants de la structure, aussi bien côté commande que côté puissance, nous disposons de 4 couches, les couches 1, 2, 23 et 24. Nous avons constitué deux groupes, un lié au côté primaire du transformateur, et l'autre à la partie secondaire. Le premier rassemble les interrupteurs Mosfets, les composants permettant de créer la tension d'alimentation *Vcc* et une partie de la commande à savoir le TL494 et le NCP5181. Ce groupe de composants est implanté sur la couche 1, et les connexions correspondantes sont réalisées sur cette même couche en surface et sur la couche 2. La deuxième catégorie de composants liée au secondaire du transformateur réunit les diodes de puissance, la capacité de sortie ainsi que le circuit FOD2712 qui est connecté à la tension de sortie du convertisseur pour l'isoler l'amplifier et la réguler dans le but de générer la commande appropriée.

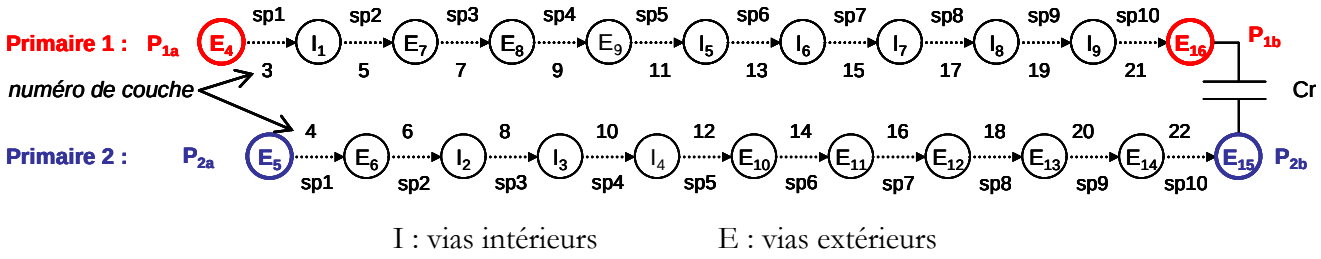
Ces quatre couches sont donc les parties extérieures du prototype prenant en sandwich le composant LCT dont nous allons décomposer la réalisation.

IV.3.3.3. Implantation du LCT

Les schémas des différentes couches sont consultables en annexe *(annexe RP1)* ainsi que la description des vias *(annexe RP2)* La réalisation du composant LCT se fait en deux temps. Il y a d'une part le double primaire à construire et les enroulements secondaires. On peut également se référer à la Figure *IV-20* pour la compréhension des différents intitulés des vias.

a) Construction du double primaire

Il s'agit de réaliser deux enroulements primaires identiques dont chacun est doté de 10 spires. En écartant les couches servant à l'implantation des composants et leurs connexions, nous avons à notre disposition 20 couches de la couche numéro 3 à la couche numéro 22. Les deux bobinages devant être en regard les 10 couches impaires servent à la réalisation du premier enroulement primaire (P_{1a}, P_{1b}) et les 10 couches paires pour le second (P_{2a}, P_{2b}). La construction de ces deux bobinages est illustrée sur la Figure *IV-21*.



I : vias intérieurs E : vias extérieurs

Figure IV-21 : Construction des enroulements primaires

b) Construction des secondaires

Comme pour les enroulements primaires les 20 mêmes couches sont disponibles. Les enroulements secondaires sont tous les deux composés par 2 spires, soit 10 couches mises en parallèle pour la réalisation de chacune des spires. La Figure *IV-22* présente les connexions faites pour la construction des bobinages secondaires.

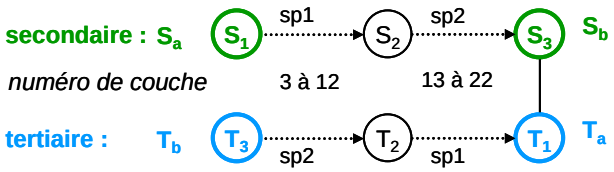


Figure IV-22 : Construction des enroulements secondaires

Chacune des couches a été routée à l'aide du logiciel ALTIUM2004® [41-ALT] en tenant compte du cahier des charges et de toutes les contraintes et spécifications énumérées jusqu'à présent. L'élaboration du prototype étant faite, l'avancement de l'étude se traduit par un convertisseur de type planar dessiné couche par couche. La réalisation de circuit imprimé a été sous-traitée à la société SOFRETI [31-SOF].

C H A P I T R E IV

ÉLABORATION DU PROTOTYPE LCT

CONCLUSION

Ce chapitre nous a permis d'aboutir à l'élaboration du prototype LCT pour une utilisation au sein de la structure MET. Plusieurs points ont été abordés. Le premier fut de se pencher sur les matériaux diélectriques et magnétiques. Dans le cadre du noyau magnétique nous ne sortirons pas des utilisations les plus couramment rencontrées à savoir un matériau ferrite. L'analyse est d'avantage poussée pour le choix de l'isolant électrique. Cette sélection est d'autant plus importante que c'est l'élément qui viendra imposer la capacité intégrée au sein du dispositif LCT. Les matériaux classiquement utilisés dans les circuits multi couches (Kapton, FR4…) présentent des performances relativement médiocres en terme de densité capacitive (nF/cm²). On a pu voir que de nouveaux matériaux polyimide ont vu le jour récemment et sont en cours d'évolution. Le principe de ce procédé est d'insérer de la céramique de manière à accroître cette densité capacitive. Cependant au jour d'aujourd'hui les matériaux maîtrisés restent relativement peu performants. De manière à s'ouvrir vers de nouvelles applications, nous avons opté pour un de ces nouveaux matériaux, à savoir le HK04 de chez Dupont pour la réalisation du dispositif LCT. Avant de construire le prototype, il fut nécessaire d'évaluer les pertes engendrées suivant la disposition magnétique étudiée. L'outil FLUX a permis de répondre à cette étude par des simulations magnéto transitoires de chacun des cas de figure envisagées. On a pu voir que les différences en terme de pertes sont très minimes, la configuration retenue est à partir de là la moins contraignante en terme de réalisation technologique, à savoir des enroulements secondaires dont les spires sont réalisée avec plusieurs spires par couche en parallèle formant un seul bloc. Pour finaliser l'élaboration du prototype nous avons choisi une électronique de commande relativement simpliste uniquement en CMS afin de l'implanter sur la surface du circuit de manière à optimiser l'espace. La partie puissance peut également être intégré sur les surfaces extérieures.

L'analyse théorique arrive à son terme, et nous nous attacherons au cours du prochain chapitre à expérimenter le prototype préalablement réaliser par l'intermédiaire d'un partenaire extérieur.

Chapitre V : Étude expérimentale du prototype

C H A P I T R E V

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DU PROTOTYPE

INTRODUCTION

Les chapitres précédents ont présenté toute l'analyse et l'étude théorique qu'il a été nécessaire de conduire pour aboutir à l'élaboration du prototype mettant en œuvre un composant LCT au sein de la structure MET. Le résultat de ce travail est la réalisation de cet ensemble par une technologie multicouche en prévision d'une intégration optimale finale associée à une implantation des composants en surface par la technologie CMS, favorisant non seulement la réduction de volume mais également les surfaces d'échanges thermiques des semi-conducteurs. Dans ce dernier chapitre, nous allons tester ce prototype afin de valider la démarche et confronter ces performances à celles attendues. Pour cela, deux temps seront nécessaires, tout d'abord nous caractériserons le dispositif LCT, puis nous étudierons le comportement du LCT dans la structure à transfert d'énergie mixte. La caractérisation du dispositif consiste en l'identification des différents paramètres des modèles pris en comptes et entrant en interaction. Pour cela des bases solides sont acquises et en perpétuel développement au sein du laboratoire G2ELab. Il s'agit d'identifier les différents paramètres du modèle magnétique en fonction de la fréquence. D'un point de vue électrostatique, comme dans tout dispositif électrique, des capacités parasites peuvent exister compte tenu des faibles épaisseurs mises en jeu dans une structure planar et vont avoir une influence sur le comportement du composant en résonant, en hautes fréquences, avec les éléments magnétiques. Ces capacités nécessiteraient une identification qui ne sera pas conduite ici faute de temps, toutefois, nous vérifierons que ces résonances interviennent au-delà des fréquences de travail du LCT. Malgré tout, une capacité sera identifiée, il s'agit de la capacité intégrée nécessaire au fonctionnement de notre structure et nous étudierons son comportement en fonction de la fréquence. Dans un second temps, le LCT sera inséré dans la structure MET afin d'étudier ses performances en regardant les différentes formes d'ondes mesurées et en les comparant aux simulations réalisées grâce au modèle du LCT dont les paramètres auront, au préalable, été identifiés. Ceci permettra de valider le fonctionnement de la structure et d'analyser plus finement les sources de pertes.

Sommaire

V.1. Le déroulement de la fabrication et ses aléas 159

V.1.1. Les divers problèmes rencontrés 159

V.1.2. Changement du cahier des charges 160

V.1.2.1. Changement du point de fonctionnement 160

V.1.2.2. Nouveau dimensionnement 161

V.1.3. Fabrication du circuit multicouches 162

V.1.3.1. Procédé de fabrication 162

V.1.3.2. Présentation du prototype 163

V.2. Caractérisation du dispositif LCT 164

V.2.1. Identification des paramètres magnétiques 164

V.2.1.1. Modèle magnétique 164

V.2.1.2. Précautions et garanties des mesures 165

V.2.1.3. Mesures réalisées pour la caractérisation magnétique 168

V.2.1.4. Exploitation des différents mesures 171

V.2.1.5. Bilan mesures des paramètres magnétiques 175

V.2.1.6. Validation du modèle magnétique 176

V.2.2. Identification des paramètres électrostatiques 177

V.2.2.1. Modélisation capacitive 177

V.2.2.2. La capacité intégrée 178

V.3. Fonctionnement du LCT au sein de la structure 179

V.3.1. Les formes d'ondes mesurées 180

V.3.1.1. Les conditions de mesures 180

V.3.1.2. Les formes d'ondes 181

V.3.1.3. Confrontation des mesures à la simulation 185

V.3.2. Séparation des pertes 186

V.3.2.1. Bilan de puissance 186

V.3.2.2. Estimation de la répartition des pertes 187

V.3.3. Comportement de la structure MET 188

V.1. Le déroulement de la fabrication et ses aléas

V.1.1. Les divers problèmes rencontrés

L'aboutissement de ce travail par une réalisation d'un prototype a tardé à voir le jour et fut parsemé d'embûches. Certes, les contraintes autour d'un projet qu'elles soient externes ou internes font parties de l'étude et nous amènent parfois suivant leur nature à des modifications. Ce fut notre cas à plusieurs reprises. Nous avons jugé intéressant d'exposer brièvement ci-dessous les aléas rencontrés et les solutions entreprises pour résoudre et faire avancer notre projet.

a) Approvisionnement et choix du fabricant

L'approvisionnement du matériau HK04 de chez Dupont fut difficile, celui-ci n'étant pas encore commercialisé. Après de multiples contacts dans diverses entités de la société Dupont, nous avons obtenu une dizaine de feuille d'échantillon équivalent au format A3. Nous avons alors fait réaliser des tests par la société Alphi [42-ALP] sur des échantillons de HK04 dans le but de tester la mise en œuvre de ce matériau. Ces essais ont révélé que les méthodes classiques de fabrication de circuit imprimé sont également applicables à ce matériau, ce qui nous a encouragés et confortés dans l'utilisation de ce matériau spécialement conçu par la société Dupont pour la réalisation de capacités enterrées. La réalisation de ce prototype reste néanmoins spécifique du fait de son nombre de couches et du matériau dont la mise en œuvre n'est pas classique. Ceci s'est traduit par un très faible nombre de fabricants acceptant de réaliser ce dispositif pour des raisons diverses liées principalement à un matériau HK04 inconnu pour eux et donc une réelle difficulté pour trouver un interlocuteur capable d'effectuer ce travail. La société Sofreti [31-SOF] a répondu favorablement à notre demande en terme de réalisation et de délai. Cependant, la taille minimale des circuits, que cette société est capable de travailler, étant liée à la dimension de leur moule (A3), il a été nécessaire de leur fournir au minimum 12 feuilles (1 feuille pour 2 couches recto verso). Ceci nous a obligé à relancer une démarche d'approvisionnement en matériau HK04 auprès de DuPont de Nemours - Allemagne (*).

(*) : Nous remercions ici M J. Zoia pour sa réactivité qui nous a permis de limiter les retards.

b) Erreur dans l'approvisionnement

Cette nouvelle commande de matériau s'est effectuée dans les meilleurs délais possibles mais le matériau livré ne fut pas conforme à notre demande. En effet, ce deuxième lot était constitué de HK04 avec 18µm d'épaisseur de cuivre et non 36µm comme nous l'avions dimensionné. Nous avons alors décidé d'adapter notre cahier des charges à ce matériau tout en relançant, en parallèle, une nouvelle demande de livraison de matériau en 36µm d'épaisseur de cuivre. Ce changement sera d'avantage détaillé dans le paragraphe *V.1.2*.

c) Détérioration du matériau HK04 lors de la fabrication

Le fait de mettre en œuvre un nouveau matériau dans un circuit multicouche relativement complexe présente des risques lors de la fabrication. Nous en avons malheureusement fait l'expérience. La première partie du processus de fabrication visant à graver les couches individuellement s'est parfaitement déroulée, mais l'opération du pressage fut destructrice pour l'ensemble des feuilles de matériau HK04 36µm que nous leur avions fait parvenir. La société Sofreti nous a donc proposé de refaire le procédé avec un nouveau matériau également en provenance de chez Dupont en leur possession ayant quasiment les mêmes caractéristiques que le HK04 et se nommant Pyralux AP [43-PAP]. Ce matériau dispose de la même constante diélectrique (*3.5*), du même tangente δ (*0.002*), de la même tenue diélectrique (*6-7kV/mil*) tout en existant également en *25µm* d'épaisseur de cuivre et *36µm* ou *18µm* de cuivre comme le matériau HK04 de la série Interra [38-INT], il fut donc utilisé, en dernier recours, pour réaliser le prototype.

V.1.2. Changement du cahier des charges

V.1.2.1. Changement du point de fonctionnement

L'approvisionnement d'un matériau différent de celui souhaité (HK04 double face cuivré avec *18µm* de cuivre au lieu de *36µm*) et d'un délai de plus en plus restreint pour la fabrication du prototype et la finalisation des travaux de thèse nous a poussé à revoir le cahier des charges de manière à l'adapter au matériau non conforme à notre commande que nous avions en notre possession. En effet l'utilisation d'un matériau a plus faible épaisseur de cuivre pour le même cahier des charges (à savoir *12A/5V*) aurait engendré des densités de courants trop élevés, ce qui ce serait traduit par des pertes et un échauffement trop importants. Disposant du même matériau HK04 à épaisseur de cuivre deux fois plus fine que celle prévue initialement, le changement le plus adapté et le plus simple fut de diviser le courant de sortie par 2 tout en maintenant une

puissance de sortie de *60W*. La tension de sortie a donc été doublée.

A partir de ce problème, nous avons adapté le dimensionnement. Plus précisément, le routage du circuit imprimé multicouche était déjà réalisé et il était déjà en possession de notre partenaire Sofreti qui n'attendait que la matière pour lancer la procédure de fabrication. Un courant divisé par deux implique une modification des rapports de transformation, en agissant soit sur le primaire, soit sur les secondaires. Le primaire étant difficilement modifiable compte tenu du fait qu'il a été dimensionné en partie pour répondre à la capacité que l'on désire intégrer, nous avons décidé de doubler le nombre de spires dans les enroulements secondaires en passant de 2 spires à 4 spires. Technologiquement, cela a impliqué que de simples modifications. En effet, disposant de 20 couches pour la réalisation des différents enroulements, les paquets de 10 couches pour l'obtention de 2 spires se sont transformés en 4 paquets de 5 couches pour la construction des 4 nouvelles spires. Les spires réparties sur les 20 couches ne changeant pas de dimensions, l'utilisation de deux fois moins d'épaisseur de cuivre se compense avec l'utilisation de deux fois plus de couches. La section de cuivre pour une spire est donc respectée et est conforme pour supporter la densité de courant fixée par notre cahier des charges initial.

V.1.2.2. Nouveau dimensionnement

noyau	E38	**Paramètres du transformateur**	$m_{12} = 0.302$
entrefer	$e = 0.162mm$		$m_{13} = 0.098$
Nombres de spires	$N_1 = 10$ spires		$m_{23} = 1$
	$N_2 = 4$ spires		$L_m = 256\mu H$
	$N_3 = 4$ spires		$Lf_2 = 17.55\mu H$
Réluctances	$\Re_g = 222.10^3 H^{-1}$		$Lf_3 = 0\mu H$
	$\Re_d = 222.10^3 H^{-1}$	**Nouveau Cahier des charges**	$I_s = 6A$ soit $\Delta I_s = 0.6A$
	$\Re_c = 690.10^3 H^{-1}$		$V_s = 10V$

Tableau V-1 : Résultats théoriques des nouveaux paramètres de la structure

Les différents aléas rencontrés obligent à effectuer un nouveau dimensionnement qui se voit peut modifié compte tenu du fait que le noyau reste le même. Néanmoins les paramètres magnétiques sont différents et ils sont retranscrits dans le tableau ci-dessus. On notera que les paramètres ayant été modifiés sont surlignés en jaune.

L'inductance magnétisante étant liée au nombre de spires primaires ainsi qu'aux réluctances qui sont inchangées, il est normal de la retrouver identique. En revanche les inductances de fuites

voyant un courant différent vont être plus élevées d'un rapport 4 (rapport des courants au carré) soit *17.55µH* contre *4.4µH* initialement. On peut donc penser que cette différence se fera également ressentir en pratique sur l'inductance de fuites Lf_3. Lors des premières simulations magnéto harmoniques (chapitre *III* paragraphe *III.1.1.1*) nous avons identifié cette inductance à une valeur de *411nH* dans la configuration initiale, nous devrions donc avoir 4 fois plus dans cette nouvelle configuration soit *1.644µH*. Néanmoins ces changements ne devraient pas remettre en question le fonctionnement de la structure ainsi que le rôle du LCT au sein de ce convertisseur.

Courants	$is(t)$	$is_{\max} = 6.292A$	**Tensions**	$Vs(t)$	$Vs_{\max} = 10.25V$
		$is_{\max} = 5.708A$			$Vs_{\min} = 8.75V$
	$im(t)$	$im_{\max} = 0.78A$		$Vcr(t)$	$Vcr_{\max} = 102.5V$
		$im_{\min} = 0.39A$			$Vcr_{\min} = 97.5V$
	$i_1(t)$	$i_{1\max} = 2.68A$		$V_{D2inv\max} = 20V$	
		$i_{1\min} = 2.11A$		$V_{D2inv\max} = 20V$	
	$i_c(t)$	$i_{c\max} = 0.167A$		$V_{T1a\max} = 97.5V$	
		$i_{c\min} = -0.167A$		$V_{T1b\max} = 102.5V$	

Tableau V-2 : Nouvelles contraintes théoriques en courant et tension

Les niveaux de courants et de tensions vont aussi être modifiés côté secondaires, ce qui va impliquer des contraintes différentes sur les diodes de puissance qui devront désormais supporter une tension inverse deux fois plus élevée - soit *20V* - pour un courant moyen deux fois moins important, soit la moitié du courant de sortie à rapport cyclique nominal (*3A* à $\alpha = 0.5$).

V.1.3. Fabrication du circuit multicouches

V.1.3.1. Procédé de fabrication

La Figure *V-1* présente le processus simplifié de la réalisation du circuit multicouches que l'on peut décomposer en 3 parties :

- Préparation individuelle des couches : Dans un premier temps, le matériau est découpé selon les dimensions du moule qui sera utilisé. Ensuite chaque typon correspondant aux différentes couches sont imprimées par photogravure sur les différentes feuilles de matériau (une feuille de matériau comprenant du cuivre sur chacune des faces, le travail s'effectue sur 12 feuilles de support). Une fois la gravure

terminée, un test AOI (Automation Optical Inspection) est effectué pour garantir le bonne impression de chacune des couches.

- Assemblage des couches : L'ensemble du circuit multicouche est réalisé par un assemblage par pressage des différentes couches et par le perçage et la métallisation des vias du montage. A l'issu de ces opérations, un second test de nature électrique est appliqué pour s'assurer des bonnes connexions de l'ensemble du circuit.
- Finition : Enfin, le travail de finition est réalisé par l'usinage des 3 opercules correspondant à l'insertion future du noyau magnétique à trois jambes. Le circuit est ensuite découpé à ses dimensions finales (*50mm x 70mm*), un contrôle visuel de chacune des actions mécaniques faites est réalisé pour ensuite emballer et expédier le produit final.

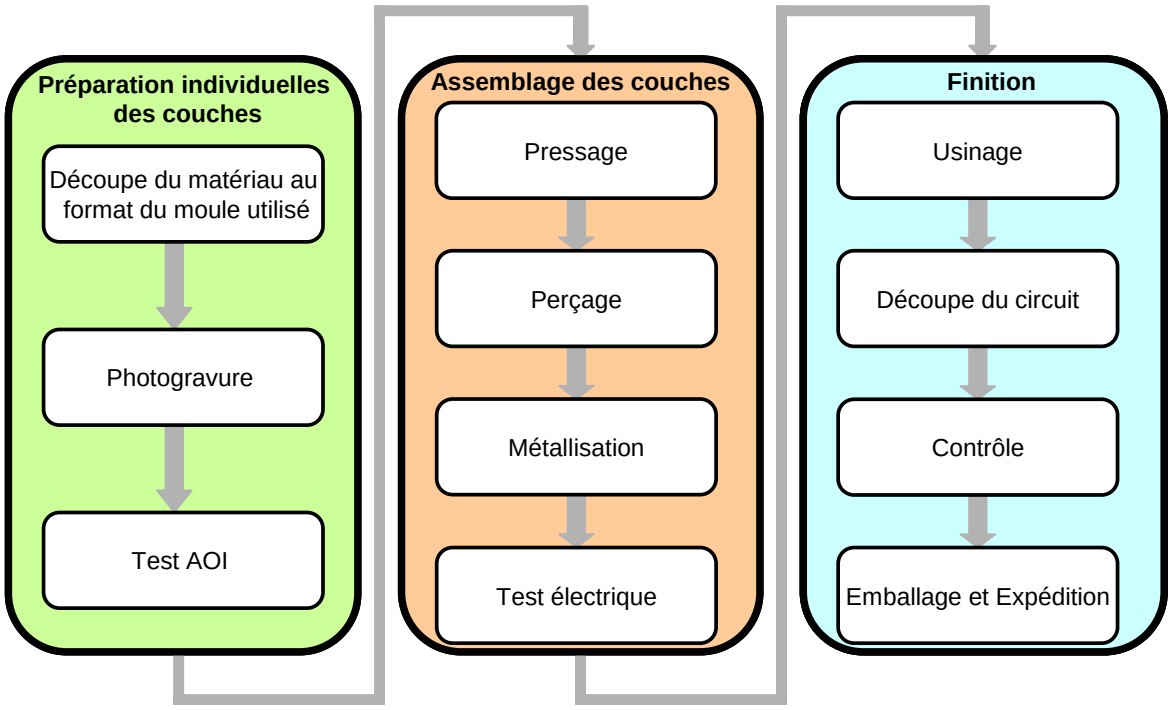


Figure V-1 : Procédé de fabrication du circuit multicouches

V.1.3.2. Présentation du prototype

La *Figure V-2* présente le prototype à l'issue de sa fabrication. Ses dimensions sont de *50mm* x *70mm* pour une épaisseur de *2.8mm*. L'empilement de 24 couches aboutit à un circuit imprimé rigide ce qui améliore la tenue mécanique du dispositif en le rendant robuste. Entre deux feuilles de matériau une colle a été déposée d'une épaisseur de *50µm* assurant ainsi l'isolation entre couches. Les composants de puissance et d'électronique de commande sont répartis sur les deux couches extérieures comme nous pouvons le distinguer sur les photos. Les bornes d'entrée et de

sortie du circuit sont en réalité des vias situés sur les extérieurs du circuit. On peut également identifier l'emplacement du noyau magnétique à trois jambes dans les trois opercules.

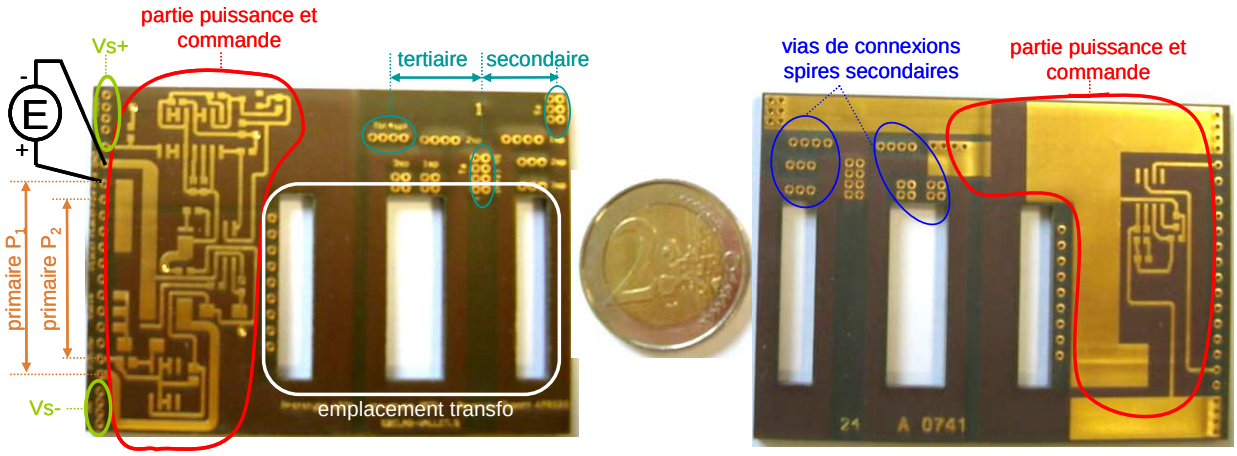


Figure V-2 : Vue de dessus et de dessous du prototype

L'étude expérimentale de ce produit fini reste à faire. Avant de tester le prototype dans son environnement de structure MET, nous allons dans un premier temps effectuer un travail de caractérisation du circuit LCT de manière à identifier les différents éléments magnétiques et électrostatiques le composant.

V.2. Caractérisation du dispositif LCT

Ayant désormais des prototypes fabriqués en notre possession, nous pouvons dans un premier temps effectuer un travail de caractérisation du circuit LCT intégré. Ce travail se réfère aux méthodes de caractérisation développées au cours de la récente thèse de X. Margueron. [44-MARG06]. Ce travail permettra de retranscrire plus précisément la modélisation du transformateur d'un point de vue du couplage magnétique.

V.2.1. Identification des paramètres magnétiques

V.2.1.1. Modèle magnétique

Jusqu'à présent, le modèle simplifié ayant servi de base pour le dimensionnement de l'ensemble de la structure MET tenait uniquement compte des diverses inductances du transformateur ainsi que des différents coupleurs qui peuvent être présents dans un dispositif magnétique à trois enroulements, sans tenir compte des éléments dissipateurs telles les résistances. Nous allons raisonner en terme d'impédance et nous nous baserons sur un modèle magnétique de transformateur à trois enroulements plus complet, sans toutefois prendre en

compte la partie électrostatique (Figure *I-12*). Il n'est pas nécessaire de tenir compte des deux enroulements primaires, il suffit de prendre en compte l'un des deux et laisser le second à l'écart.

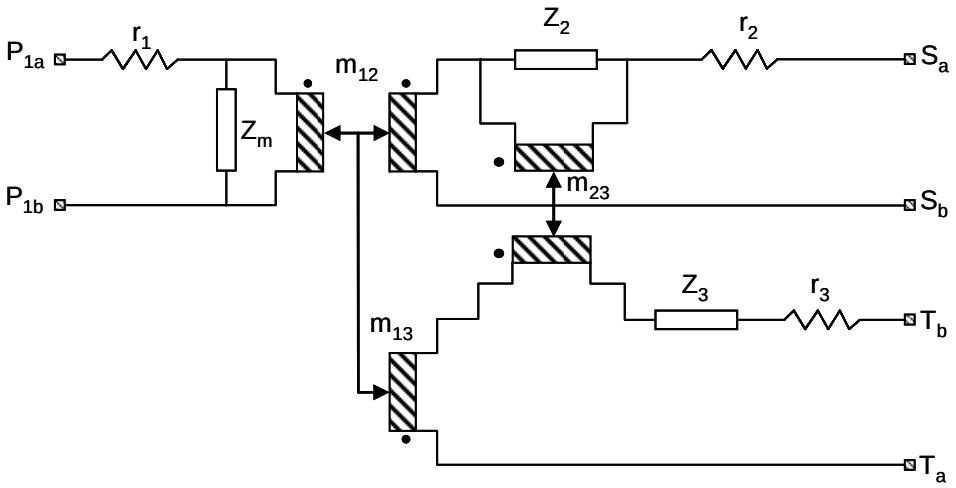


Figure V-3 : Modèle magnétique du transformateur à base d'impédances

Ce nouveau modèle est toujours basé autour des trois coupleurs m_{12}, m_{13} et m_{23}. Il est composé de trois résistances r_1, r_2 et r_3 en série sur chacun des enroulements représentant les résistances en continu et d'autant d'impédances Z_m, Z_2 et Z_3, dans lesquels nous devrions retrouver en partie l'inductance magnétisante L_m ainsi que les inductances de fuites Lf_2 et Lf_3. Différentes mesures vont nous permettre d'identifier la nature exacte de ces impédances.

V.2.1.2. Précautions et garanties des mesures

Certaines précautions sont à prendre pour garantir la validité des différentes mesures faites à l'aide du pont d'impédance Agilent 4294A [45-4294A] (Figure *V-4*).

Agilent 4294A

Bornier de mesure

Figure V-4 : Pont d'impédance Agilent 4294A et son bornier

a) Compensation du bornier

Le composant à mesurer est inséré sur le bornier de mesure. Malgré un souci de perfection dans la fabrication de ce bornier, celui-ci va inévitablement introduire des impédances parasites (inductance, résistance, capacité) et plus ou moins fausser les mesures selon la grandeur des

impédances mesurées. Bien entendu, la compensation de ces parasites liés au bornier est prise en compte par le pont d'impédance Agilent 4294A. Deux mesures sont nécessaires pour supprimer l'influence du bornier : « la compensation à vide » et « la compensation en court circuit ». Nous ne nous attarderons pas dans le détail de ces deux compensations, nous retenons seulement que celles-ci sont indispensables pour rendre transparents les éléments parasites de la connectique qui peuvent exister entre le prototype et le pont, en l'occurrence le bornier.

b) Compensation des fils de connexions entre le prototype et le bornier

En allant plus loin dans ces compensations, il est nécessaire également d'insérer des fils de connexions entre les bornes du transformateur positionnées sur le circuit multicouche réalisé et le bornier du pont d'impédance. De la même façon que le bornier, ces fils vont inévitablement amener des perturbations et des inexactitudes sur les mesures. Pour remédier à ceci, les deux compensations à vide et en court circuit sont également applicables dans ce cas là.

c) Compensation en pratique

En réalité chacune des compensations est à faire une seule fois, il faut donc prendre en compte les deux éléments parasites à compenser avant de faire des mesures. Pour la compensation à vide, elle peut être réalisée simplement avec le bornier connecté au pont d'impédance et sans nécessairement placer la connectique solidaire du prototype. Concernant la compensation en court circuit, elle doit être faite avec le prototype connecté au bornier par l'intermédiaire des fils de connexions pour que l'ensemble des parasites soit compensé. Nous choisissons de faire le court-circuit au plus près des bornes d'entrée de l'enroulement étudié ce qui aura comme tendance, d'un point de vue mesure, de rendre « invisible » les fils connexions (Figure *V-5*).

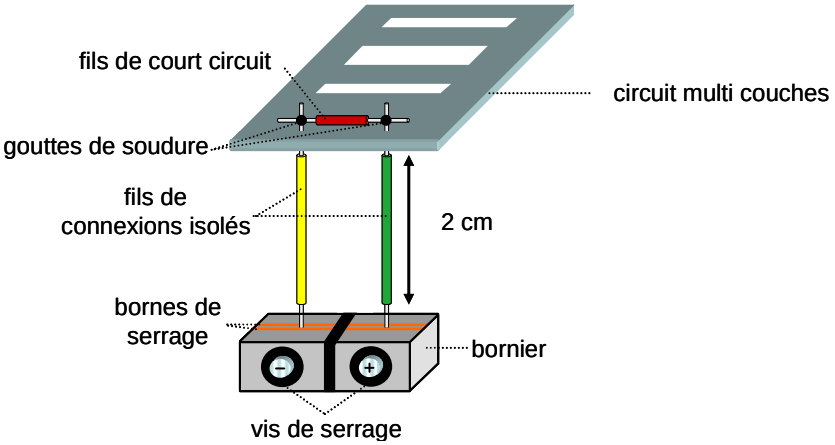


Figure V-5 : Compensation en court circuit

d) Autres précautions liées à la connectique établie lors des mesures

Le bornier reste un élément de connectique performant mais celui-ci doit être le moins manipulé possible. Autrement dit, il faut prendre la précaution d'effectuer le moins de changement de connexions par l'intermédiaire de ce bornier en terme de serrage ou desserrage qui peuvent amener à fausser les mesures. C'est pourquoi, dans un souci de précision, une fois que la compensation pour un enroulement a été réalisée, nous avons effectué toutes les mesures nécessitant cet enroulement comme entrée de mesure, en réalisant les éventuels courts-circuits directement sur le prototype placé au dessus du bornier de manière à limiter le nombre de serrages et desserrages.

e) Contrôle des constances des inductances du modèle magnétique

Des courants induits dus aux courants de Foucault peuvent être générés au sein du dispositif et amener des variations sur les grandeurs supposées constantes. Ceci peut engendrer des variations des coupleurs au cours de l'évolution de la fréquence. Nous prendrons comme moyen d'analyse de ces éventuelles phénomènes le tracé des inductances des mesures concernées sur les différents enroulements, en prenant la partie imaginaire des impédances mesurées et en les soustrayant à la pulsation ω. Si il s'avère que des variations d'inductances existent et soient non négligeable, dans ce cas, elles peuvent être représentées par une suite de cellule Lp-Rp à placer en série. La Figure *V-6* présente le principe de la modélisation d'une variation d'inductance avec une inductance haute fréquence en série avec un dipôle r-ΔL. Ce dipôle peut se décomposer en n cellules Lp-Rp suivant la précision que l'on a besoin d'acquérir et suivant l'importance de la variation de cette inductance. Ainsi les pertes induites par courant de Foucault dues aux différents effets (proximité, peau), sont dissipées dans la ou les résistances r du modèle induit.

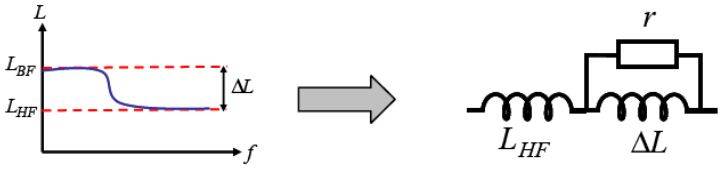


Figure V-6 : Variation d'inductance et modélisation (X. Margueron)

L'expérience a montré que, pour la plupart des transformateurs, l'inductance magnétisante reste quasi indépendante de la fréquence. Par contre, les inductances de fuites sont plus sensibles aux courants induits et peuvent êtres modélisées par ce type de représentation. L'augmentation du nombre de cellule Lp-Rp peut être nécessaire pour affiner la modélisation.

f) Moyen de contrôle de la validité des mesures

Malgré toutes ces précautions, nous ne pouvons pas éviter les impédances non désirées qu'engendrent les différents courts-circuits. Certes, celles-ci peuvent être relativement faibles devant les impédances mesurées et par conséquent négligeables. Néanmoins, il existe un moyen de contrôler le niveau de répercussion que peuvent engendrer ces incidences. On parle d'indice de confiance, méthode développée au cours de la thèse de X. Margueron [44-MARG06]. Par définition un quadripôle passif, comme un transformateur à 2 enroulements, répond à la relation suivante :

$$\frac{Z_{1_20}.Z_{2_1cc}}{Z_{2_10}.Z_{1_2cc}} = 1 \quad \text{avec 1 et 2 étant les deux enroulements du transformateur} \qquad \textbf{\textit{V-1}}$$

Cette relation est bien entendu extensible à un transformateur à *n* enroulements à partir du moment où des quadripôles passifs sont identifiés. On retrouve donc l'indice de confiance à vérifier pour chacune des mesures faites autour d'un quadripôle. Si ce rapport est proche de 1 on pourra considérer les mesures faites comme fiables. Si en l'occurrence l'indice de confiance est éloigné de l'unité, il faudra considérer l'une des deux mesures en court-circuit comme valide et déduire la seconde par cette relation de façon à fiabiliser l'ensemble des mesures faites autour d'un même quadripôle. Cette vérification est à faire pour chacun des quadripôles, en l'occurrence dans le cas présent elle sera faite successivement pour chacun des quadripôles passifs ayant comme coupleur m_{12}, m_{13} et m_{23}.

V.2.1.3. Mesures réalisées pour la caractérisation magnétique

a) Validité des mesures faites par calcul de l'indice

Avant de présenter les différentes mesures effectuées, il est nécessaire de faire un certain nombre de vérifications et éventuellement des ajustements de mesures si certaines d'entre elles ne sont pas satisfaisantes. Ceci se traduit par un contrôle de l'indice de confiance de chacun des quadripôles. Trois indices de confiances sont à contrôler. Le premier IC_{12} prend en compte le dipôle entre le primaire noté *1* et le secondaire noté *2* et nécessite de garder le troisième enroulement à vide pour que celui-ci soit transparent (*V-2*). Le deuxième indice de confiance met en application le dipôle existant entre l'enroulement primaire et l'enroulement tertiaire noté *3* en écartant l'enroulement secondaire en le laissant à vide (*V-3*). Le dernier indice de confiance à contrôler nécessite de court-circuiter l'enroulement primaire de manière à isoler le quadripôle entre les deux enroulements secondaires (*V-4*).

entre l'enroulement primaire et secondaire : $$IC_{12} = \frac{Z_{1_20_30} \cdot Z_{2_1cc_30}}{Z_{2_10_30} \cdot Z_{1_2cc_30}}$$ ***V-2***

entre l'enroulement primaire et tertiaire : $$IC_{13} = \frac{Z_{1_20_30} \cdot Z_{3_1cc_20}}{Z_{3_10_20} \cdot Z_{1_20_3cc}}$$ ***V-3***

entre l'enroulement secondaire et tertiaire : $$IC_{23} = \frac{Z_{2_1cc_30} \cdot Z_{3_1cc_2cc}}{Z_{3_1cc_30} \cdot Z_{2_1cc_3cc}}$$ ***V-4***

Les résultats de ces calculs sont présentés par la Figure *V-7*. On peut voir que chacun des indices de confiances sont relativement proches de l'unité ($IC_{12} = 0.98$, $IC_{13} = 0.97$, $IC_{23} = 0.99$). Aucun ajustement n'est donc nécessaire et nous pouvons garantir la qualité et la validité des mesures.

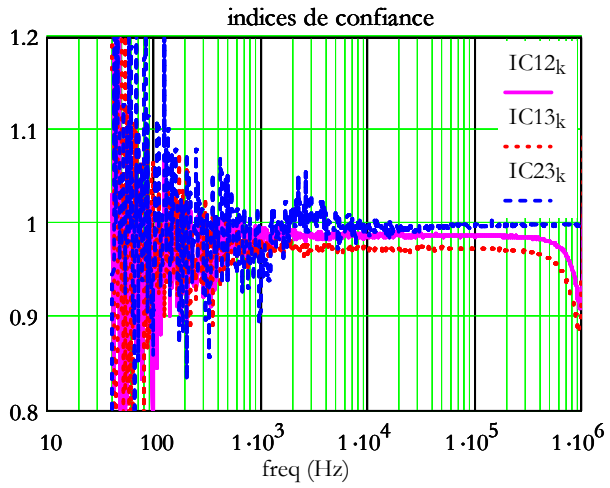


Figure V-7 : Calcul des indices de confiances à partir des mesures

Nous pouvons noter que le rapport unitaire est identifiable dans une plage de fréquence bornée correspondant au fonctionnement « classique » non perturbé du transformateur. En effet, en basse fréquence, les résistances séries du circuit viennent nuire à la précision des mesures, et en haute fréquence les résonances apparaissent par le biais de capacités de plus en plus influentes. Le contrôle peut être considéré valable sur cette plage fréquentielle entre 1kHz et 500kHz.

b) Les mesures

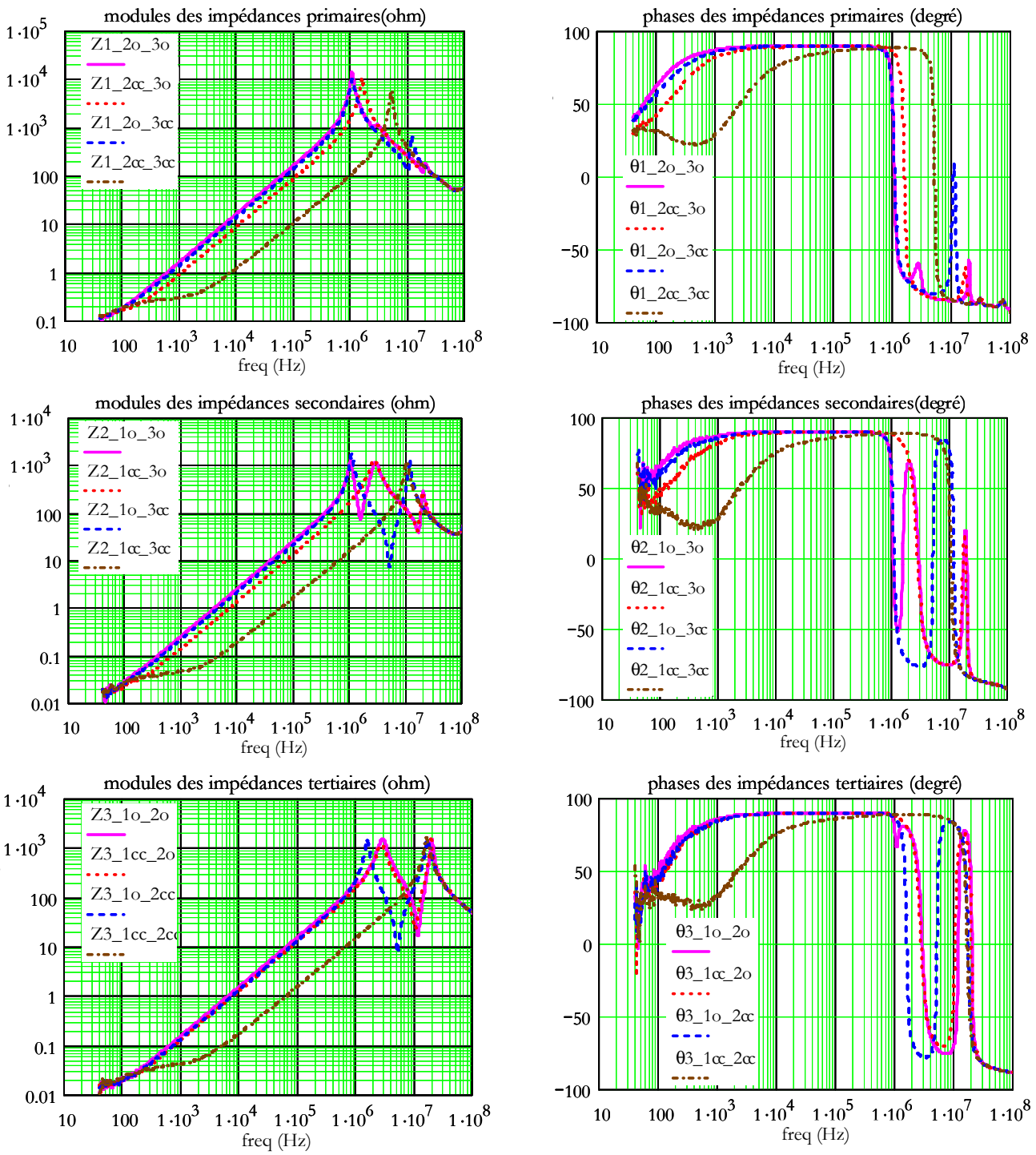


Figure V-8 : Mesures des 12 impédances mesurables du transformateur à 3 enroulements

Toutes les mesures ayant été faites, nous pouvons désormais les exploiter afin d'identifier les différents paramètres du modèle.

V.2.1.4. Exploitation des différents mesures

a) Les résistances séries r_1, r_2, r_3

Ces résistances séries sont prédominantes en basse fréquence et sont donc potentiellement mesurables lors des 3 mesures à vides $Z_{1_20_30}$, $Z_{2_10_30}$, $Z_{3_10_20}$. Néanmoins, compte tenu des bruitages qui existent aux basses fréquences, il est préférable de mesurer ces résistances à l'aide d'un micro ohmmètre (*V-5*) de manière à garantir la précision des résultats.

$$r_1 = 86.05m\Omega \qquad r_2 = 12.02m\Omega \qquad r_3 = 12.62m\Omega \qquad \textbf{\textit{V-5}}$$

b) L'impédance magnétisante Z_m

L'impédance magnétisante est simplement déductible à partir de l'impédance $Z_{1_20_30}$ mesurée au primaire avec les deux secondaires à vide à laquelle on retranche la résistance série r_1 (Figure *V-9*).

impédance magnétisante : $$Z_m = Z_{1_20_30} - r_1 \qquad \textbf{\textit{V-6}}$$

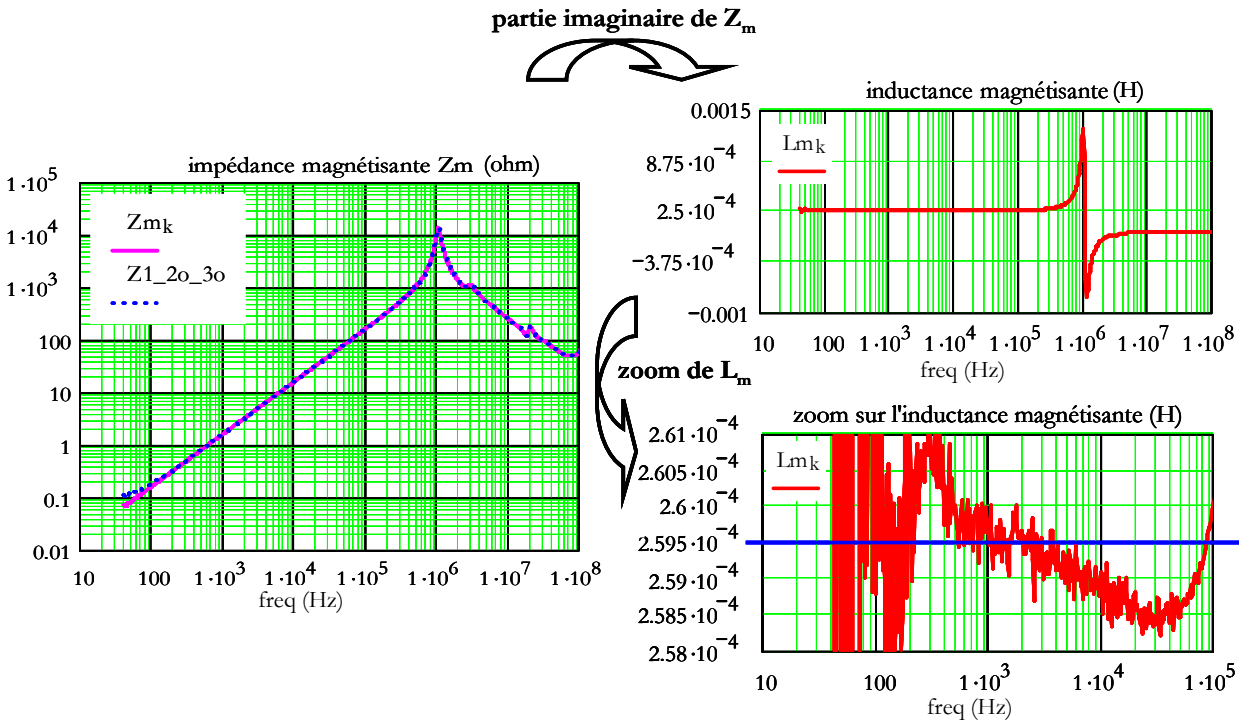


Figure V-9 : Impédance et inductance magnétisante

Il s'agit maintenant de définir la nature de cette impédance. Pour cela séparons la partie imaginaire et la partie réelle de cette impédance. La partie inductive est considérée dans un premier temps comme étant l'inductance magnétisante L_m, hypothèse qui est bien entendu à vérifier. La Figure *V-9* montre également par un zoom que l'inductance magnétisante peut être

considérée constante compte tenu d'une variation quasi inexistante autour d'une *259.5µH*. La plage fréquentielle de validité de cette inductance magnétisante s'étend des basses fréquences (on note que les différentes résistances sont très peu perturbatrices) jusqu'à 100kHz. Au-delà les premières résonances rentrent en interaction. Autrement dit il n'est pas nécessaire d'insérer des cellules *Lp-Rp* étant donné que la variation d'inductance est négligeable, et la seule inductance magnétisante L_m suffit à la modélisation.

On considère une simple résistance R_{fer} en parallèle avec l'inductance magnétisante pour la modélisation des pertes fer. La mesure de Z_m nous permet également de déterminer celle-ci, en se plaçant au sommet de la première résonance. En effet la résistance R_{fer} est prépondérante devant l'inductance compte tenu des interactions résonantes dues aux effets capacitifs rentrant en jeu à ce niveau de fréquence et nous pouvons estimer une résistance de perte fer à *13.7kΩ*.

c) Les coupleurs m_{12}, m_{13} et m_{23}

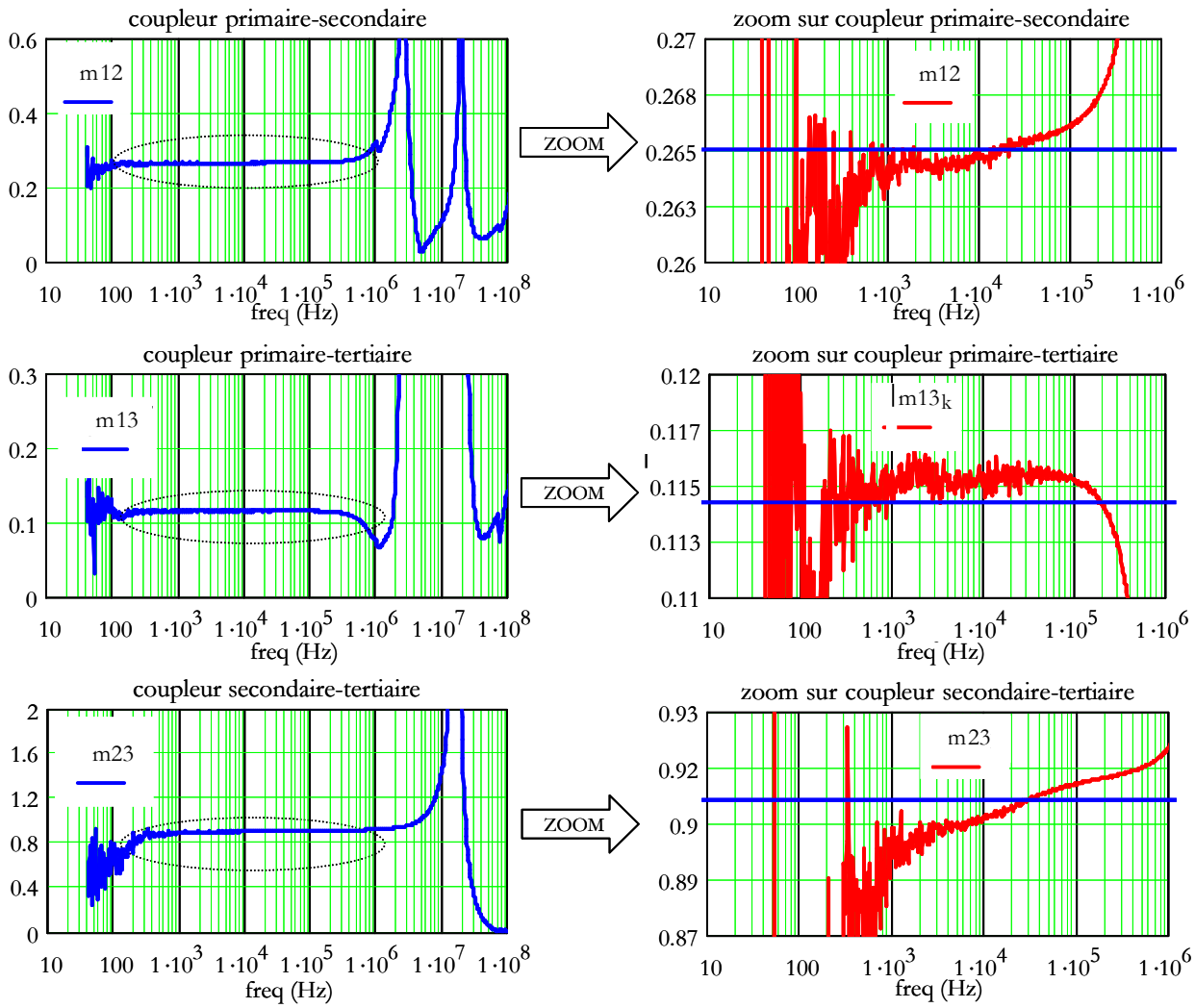


Figure V-10 : Caractérisation des différents coupleurs

Trois coupleurs sont à identifier à partir des différentes mesures. Leurs relations de calculs sont présentées ci-dessous.

entre l'enroulement primaire et secondaire : $$m_{12} = \sqrt{\frac{Z_{2_10_30}.(Z_{1_20_30} - Z_{1_2cc_30})}{Z_m^{\ 2}}} \qquad \textbf{\textit{V-7}}$$

entre l'enroulement primaire et tertiaire : $$m_{13} = \sqrt{\frac{Z_{3_10_20}.(Z_{1_20_30} - Z_{1_20_3cc})}{Z_m^{\ 2}}} \qquad \textbf{\textit{V-8}}$$

entre l'enroulement secondaire et tertiaire : $$m_{23} = \sqrt{\frac{Z_{3_1cc_20}.(Z_{2_1cc_30} - Z_{2_1cc_3cc})}{(Z_{2_1cc_30} - r_2)^2}} \qquad \textbf{\textit{V-9}}$$

La Figure *V-10* présente ces différents coupleurs calculés. Nous avons pris soin d'effectuer un zoom sur chacun d'entre eux pour constater qu'ils varient très peu dans la plage de stabilité du transformateur, ce qui conforte la validité des mesures effectuées. De cette manière, nous pouvons en déduire les valeurs de ces rapports.

$m_{12} = 0.265$ $\qquad$ $m_{13} = 0.115$ $\qquad$ $m_{23} = 0.91$ $\qquad$ ***V-10***

d) L'impédance de fuite secondaire Z_2

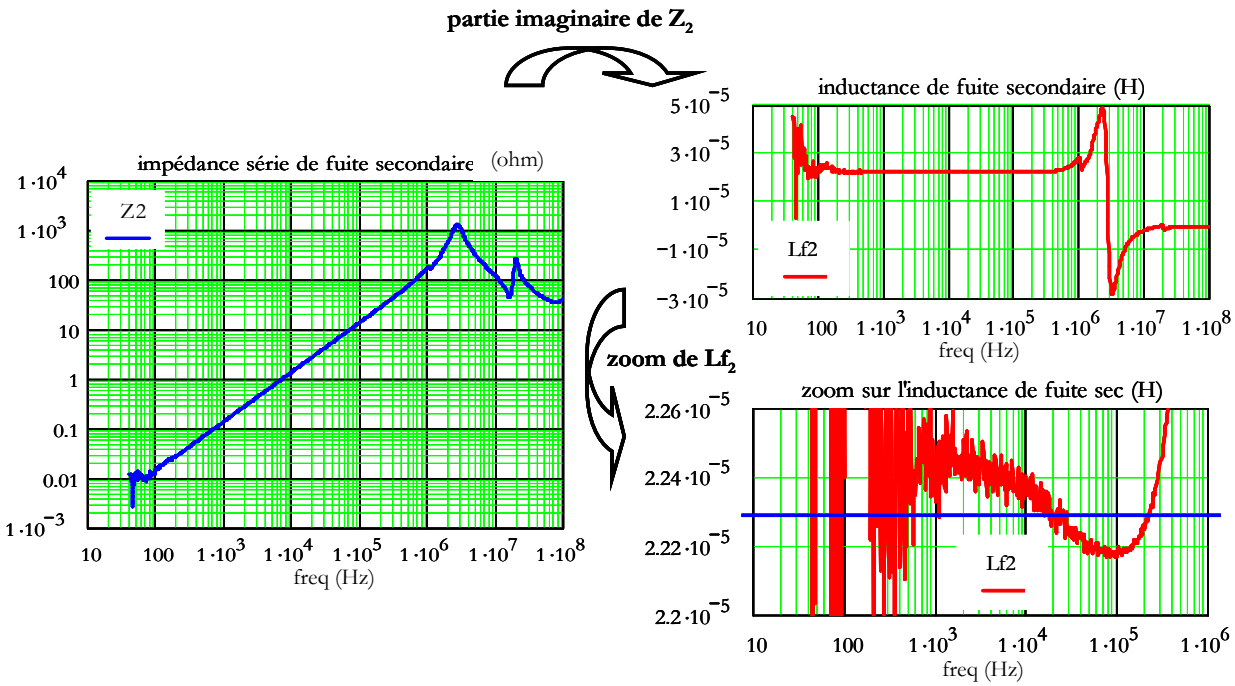


Figure V-11 : Impédance série secondaire et inductance de fuite Lf2

Cette impédance est calculable à partir de la relation présentée par l'équation *V-11*. Elle nécessite trois mesures à savoir $Z_{1_20_30}$, $Z_{2_10_30}$ et $Z_{1_2cc_30}$ ainsi que les mesures des résistances séries r_1 et r_2.

impédance série secondaire : $$Z_2 = \frac{Z_{2_10_30}.(Z_{1_2cc_30} - r_1)}{Z_m} - r_2 \qquad \textbf{V-11}$$

A partir de cette impédance complexe nous en déduisons la partie imaginaire, et en supposant celle-ci inductive, nous en tirons l'évolution de l'inductance en fonction de la fréquence qui n'est autre que l'inductance de fuite Lf_2. Le zoom sur cette dernière permet de conclure qu'aucune décomposition en cellule Lp-Rp est nécessaire, nous prenons comme modélisation de l'impédance série Z_2 comme une simple inductance de fuite Lf_2 de $22.3\mu F$.

e) L'impédance tertiaire secondaire Z_3

De la même manière que le calcul de l'impédance série de l'enroulement secondaire Z_2, il est possible d'identifier une impédance série de l'enroulement tertiaire comprenant à la fois l'impédance recherchée Z_3 et l'impédance Z_2 ramenée par le coupleur m_{23} sur cette enroulement. Nous appelons cette impédance globale Z_{3tot}. (*V-12*). Elle nécessite les mesures à vide $Z_{3_10_20}$ et $Z_{1_20_30}$ ainsi qu'une impédance en court circuit $Z_{1_20_3cc}$ et également les deux résistances séries concernées r_1 et r_3.

impédance série totale tertiaire : $$Z_{3tot} = \frac{Z_{3_10_20}.(Z_{1_2o_3cc} - r_1)}{Z_m} - r_3 \qquad \textbf{V-12}$$

A partir des relations Z_{3tot}, Z_2 ainsi que celle du coupleur m_{23}, on en déduit l'impédance Z_3 qui est celle recherchée pour compléter l'identification du modèle.

impédance série tertiaire : $$Z_3 = Z_{3tot} - m_{23}^2 Z_2 \qquad \textbf{V-13}$$

L'inductance de fuite Lf_3 varie légèrement, on pourrait considérer cette variation comme négligeable. Néanmoins compte tenu de sa faible valeur (autour de $3\mu H$) et d'un delta d'environ 0.5µH, nous allons lui appliquer le modèle lié à la décomposition en cellule Lp-Rp. Après ajustement on obtient la modélisation suivante :

$$Lf_{3'} = 2.45\mu H \qquad \Delta Lf_{3'} = 475nH \qquad r' = 0.079 \qquad \textbf{V-14}$$

La résistance r' permet de rendre effet des pertes induites par les différents effets (proximité et peau), néanmoins elle reste trop infime pour être source de pertes conséquentes. Elle ne devrait pas engendrer de perturbations notables, on se restreindra donc à une modélisation purement inductive notée Lf_3.

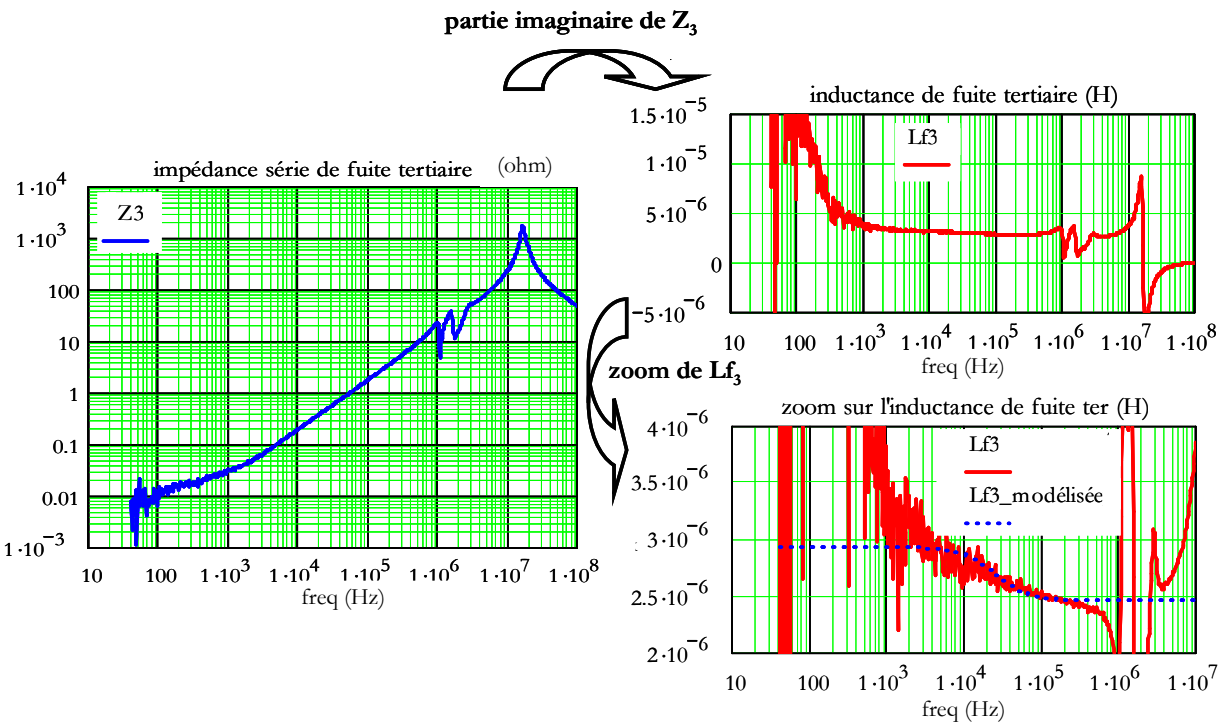
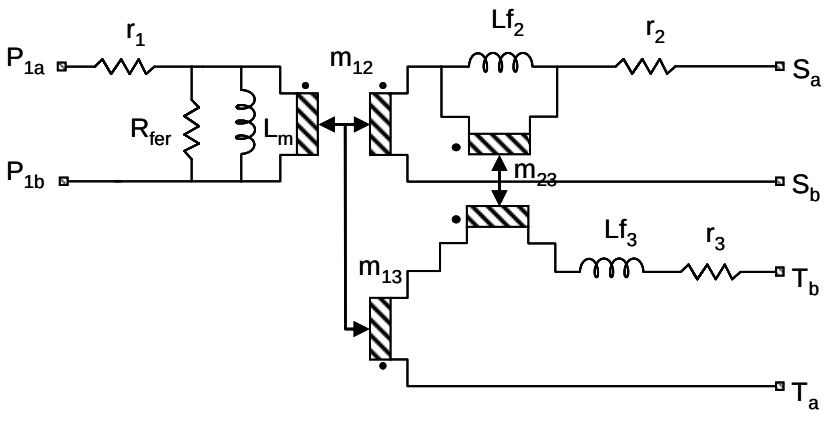


Figure V-12 : Impédance série tertiaire et inductance de fuite Lf3

Comme cela a pu être souligné, nous verrons que cette inductance sera la cause de contraintes supplémentaire sur le fonctionnement de la structure MET.

V.2.1.5. Bilan mesures des paramètres magnétiques



caractérisation	***théorie***
$r_1 = 86.05m\Omega$	
$r_2 = 12.02m\Omega$	
$r_3 = 12.62m\Omega$	
$R_{fer} = 13.7k\Omega$	
$L_m = 259.5\mu H$	$L_m = 256\mu H$
$Lf_2 = 22.3\mu H$	$Lf_2 = 17.5\mu H$
$Lf_3 = 3\mu H$	$Lf_3 = 0\mu H$
$m_{12} = 0.265$	$m_{12} = 0.3$
$m_{13} = 0.115$	$m_{13} = 0.1$
$m_{23} = 0.91$	$m_{23} = 1$

Figure V-13 : Bilan de la caractérisation du modèle magnétique

Finalement, la modélisation magnétique du prototype s'avère relativement simple dans la mesure où aucune variation d'éléments inductifs n'a été enregistrée à l'issue de la caractérisation. Autrement dit, il n'est pas nécessaire de faire de multiples décompositions en cellule Lp-Rp, de simples inductances suffisent à la modélisation du prototype concernant chacune des impédances

complexes Z_m, Z_2 et Z_3. Ceci devrait se traduire par des pertes par courants induits quasi négligeables, ce qui est plutôt bon signe.

V.2.1.6. Validation du modèle magnétique

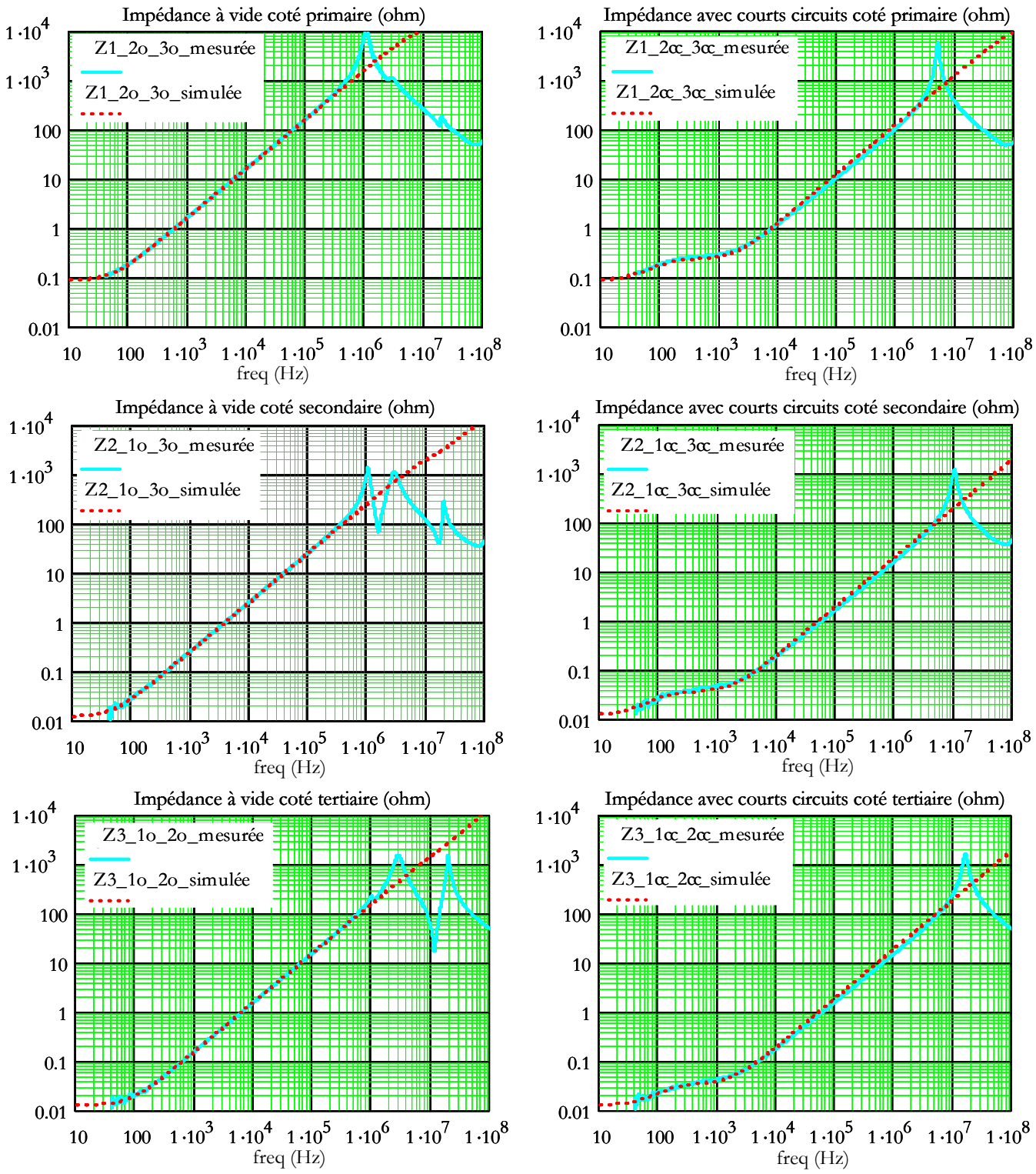


Figure V-14 : Validation du modèle magnétique par comparaison mesures/simulations

Afin de garantir la validité de cette précédente étude visant à identifier les différents paramètres de la modélisation magnétique du transformateur à 3 enroulements, nous avons effectué différentes simulations de type circuit à l'aide du logiciel Pspice. L'exercice consiste à reproduire les différentes mesures avec ou sans court-circuit, en prenant comme base les paramètres identifiés pratiquement. Ainsi nous pouvons obtenir les différentes impédances à l'issue des simulations, et celles-ci sont comparées aux impédances mesurées à l'aide du pont d'impédance. La modélisation est restreinte à la partie magnétique, la partie électrostatique ne se manifestant qu'au-delà de la première fréquence de résonance n'est pas prise en compte. Les impédances simulées doivent alors suivrent les mesures jusqu'à cette fréquence pour considérer le modèle comme valide.

La Figure *V-14* présente une partie des comparaisons faites. Celles-ci représentent les impédances de chaque enroulement avec les deux autres bobinages soit à vide soit en court-circuit. Au-delà du mégahertz le modèle magnétique ne répond plus parfaitement au comportement du transformateur puisque celui-ci se voit perturbé principalement par les parasites électrostatiques non modélisés. Au dessous de cette fréquence, nous constatons que le modèle convient parfaitement, et ceci permet de valider l'identification des paramètres du modèle que l'on a fixé. Nous pouvons aussi remarquer que les approximations faites sur la constance des éléments inductifs en fonction de la fréquence (L_m, Lf_2 et Lf_3) sont tout à fait valables dans la mesures ou aucune divergence n'est notable.

V.2.2. Identification des paramètres électrostatiques

V.2.2.1. Modélisation capacitive

La modélisation capacitive d'un transformateur à trois enroulements représente un nombre conséquent de capacité à déterminer, plus exactement 15 capacités (Figure *V-15*). En effet des capacités parasites apparaissent à chaque fois que des surfaces métalliques relativement proches sont en regard. En réalité chacune des spires est sujette à des effets capacitifs. D'un point de vue modélisation, il est délicat de placer ces multiples capacités engendrées par chacun des enroulements. Par une approche globale, les travaux menés par J-P. Kéradec ont amené à placer des capacités à chaque différence de potentiels [27-SCH99]. Notre prototype contenant 6 potentiels différents se modélise donc par ses 15 capacités représentées ci-dessous.

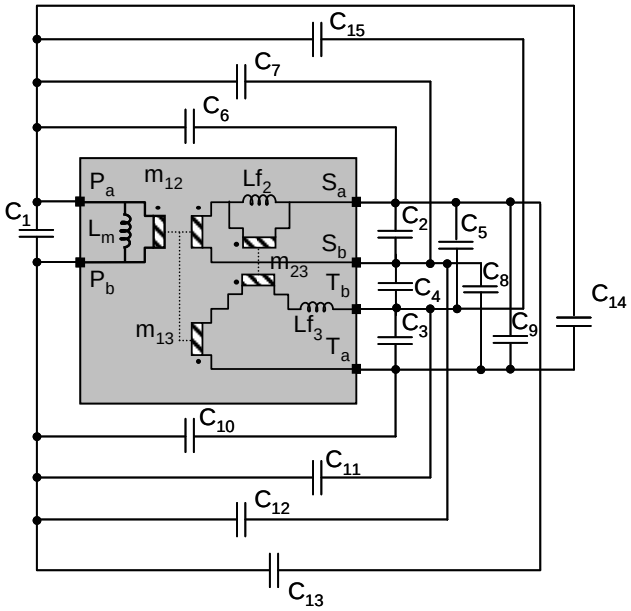


Figure V-15 : Modèle capacitif d'un transformateur à 3 enroulements

La partie principale qui nous intéresse dans notre cas d'étude reste les éléments magnétiques. A partir du moment où ces parasites capacitifs ne viennent pas perturber le fonctionnement inductif du transformateur dans sa plage de fonctionnement magnétique (et c'est le cas, les capacités parasites se manifestant par résonance au-delà d'une certaine fréquence) il n'est pas nécessaire de s'attarder à faire un travail de caractérisation de chacune d'entre elles.

V.2.2.2. La capacité intégrée

Si l'on revient au contexte de nos travaux, nous avons tout de même une capacité qui est intéressante et primordiale pour la structure MET, c'est la capacité intégrée *Cr* que l'on retrouve par une mesure de l'impédance à vide Z_{c0} entre les bornes P_{1b} et ou P_{2b}.

La valeur de la capacité intégrée identifiée décroît légèrement suivant la fréquence jusqu'à subir les effets de résonance au-delà des *100kHz*. Elle varie entre *12nF* et *11.5nF*. On peut dire que la fréquence n'a que très peu d'influence sur cette capacité puisqu'elle ne perd finalement que *500pF* entre les basses et les hautes fréquences.

Par contre on peut noter que cette capacité est de valeur inférieure à celle dimensionnée (*15nF*), alors que nous pouvions nous attendre à obtenir une valeur nettement supérieure à celle initialement calculée. En effet, dans le calcul il a été pris en compte uniquement la capacité engendrée par le matériau diélectrique de permittivité *3,4*. Cependant pratiquement nous devrions ajouter à celle-ci la capacité parasite qui est générée à partir des couches de colle ayant servi à l'isolation et l'assemblage entre les différentes couches du matériau Pyralux AP qui dispose d'une

épaisseur approximative de *50µm*. Par un rapide calcul, en considérant que la colle utilisée ait les mêmes propriétés que celle utilisée pour le prototype de P. Goubier [24-GOUB03], à savoir une constante diélectrique voisine de 4, nous pouvons estimer cette capacité parasite à environ *9nF*, compte tenu des surfaces de cuivre en parallèle de ce nouveau prototype. Celle-ci étant en parallèle sur celle calculée, nous nous attendions à une capacité finale intégrée de *24nF*. Nous avons donc cherché l'origine de cette différence et il s'est avéré que le matériau utilisé pour la réalisation de ce prototype n'avait pas l'épaisseur de diélectrique nécessaire à savoir *25µm*, mais le double, soit *50µm*. au final ce rapport 2 est cohérent puisque nous disposons de moitié moins que la capacité attendue. Néanmoins la valeur résultante reste du même ordre de grandeur que la capacité nécessaire et les conséquences de ce nouveau désagrément ne devraient que peu contraindre le fonctionnement final au sein de la structure MET. Seuls les semi conducteurs seront soumis à de plus fortes tensions, sans que celles-ci soient trop pénalisantes, en raison de l'augmentation de l'ondulation aux bornes de cette capacité.

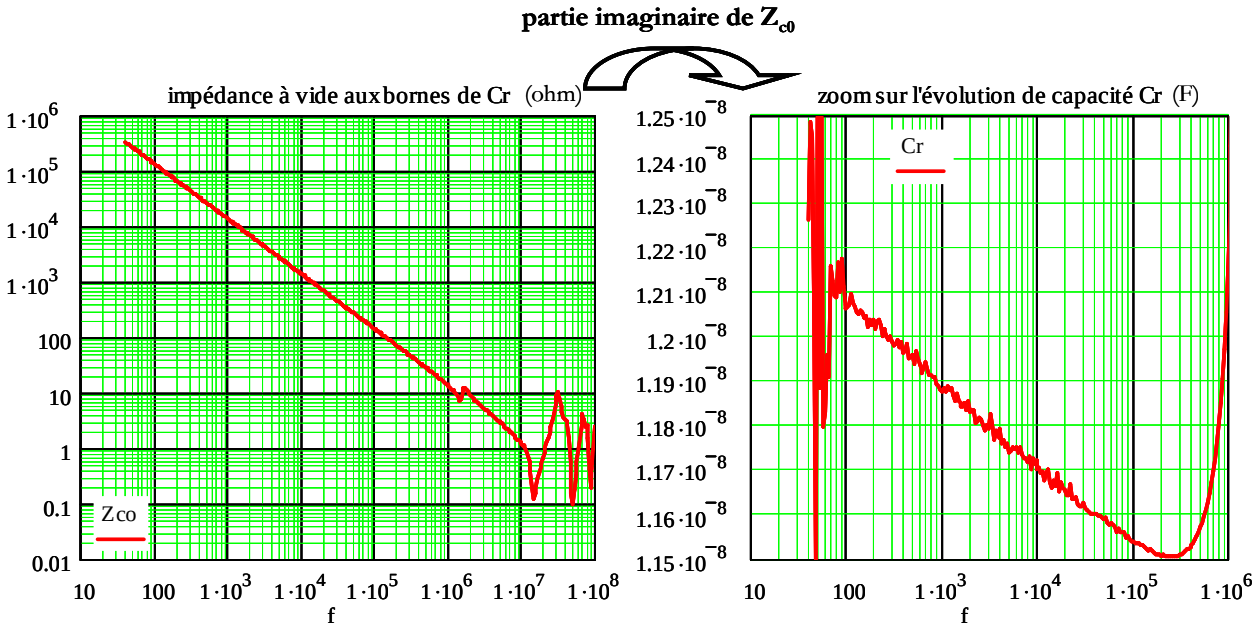


Figure V-16 : Impédance et capacité intégrée

V.3. Fonctionnement du LCT au sein de la structure

Cette partie va être l'occasion de présenter le fonctionnement du LCT au sein de la structure à transfert d'énergie mixte. Pour cela, nous avons eu recours, dans un premier temps, à une version simplifiée de la commande afin de pouvoir tester ce dispositif en boucle ouverte. Les formes d'ondes relevées dans la suite vont donc concerner exclusivement la partie puissance de la structure MET.

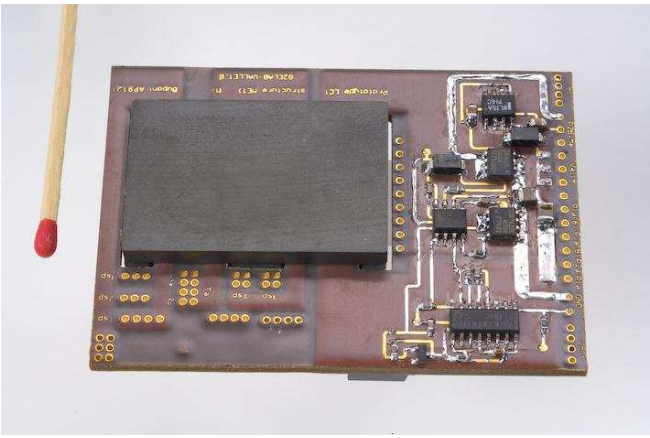


Figure V-17 : Prototype final

V.3.1. Les formes d'ondes mesurées

V.3.1.1. Les conditions de mesures

a) L'appareillage de mesures

Afin de s'affranchir en parti des nombreuses perturbations que peuvent engendrer l'insertion d'un appareil de mesure, nous avons choisi d'intégralement isoler de la terre notre montage. La seule masse présente étant celle de l'alimentation de puissance. L'alimentation de la commande (réalisée uniquement en boucle ouverte) a été fournie à l'aide d'une simple batterie 12V. L'oscilloscope fonctionnant lui-même sur batterie tous les problèmes de masse éventuels se sont vus écartés. En ce qui concerne les relevés de puissance en entrée et sortie du convertisseur, nous avons pris soin de prendre le même type d'appareil (même précision) de manière à garantir des mesures de puissances en entrée et sortie cohérentes.

b) Réévaluation du nombre de spire primaire

Comme nous avons pu le souligner au cours du chapitre *IV* (paragraphe *IV.2.4.2*), il sera nécessaire de réajuster le point de fonctionnement qui sera perturbé par une partie des fuites non prises en considération dans le dimensionnement initial. L'ajustement du rapport cyclique a naturellement été proposé mais reste limité et engendrera des contraintes plus importantes pour les semi conducteurs. Il a donc été nécessaire de revoir le rapport de transformation à la hausse en modifiant le nombre de spire primaire pour le réduire à 8 spires. Bien entendu ceci n'est pas sans conséquences, en reprenant le dimensionnement adopté la contrainte en champ magnétique maximal va augmenter ainsi que celle de l'ondulation de sortie.

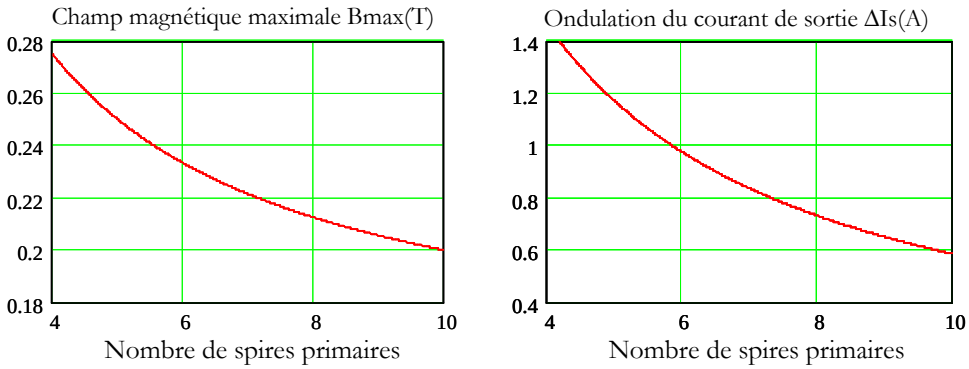


Figure V-18 : Variation du champ magnétique maximal et de l'ondulation du courant de sortie en fonction du nombre de spires primaires

Un nouveau dimensionnement est alors à prendre en compte ainsi qu'une nouvelle caractérisation. Désirant limiter les modifications sur ce dimensionnement nous avons gardé le même entrefer ce qui a permis également de garder les mêmes valeurs de réluctances. Les enroulements secondaires étant identiques, les inductances de fuites Lf_2 et Lf_3 équivalentes restent les mêmes ce qui ne sera pas le cas lors de la caractérisation. Les différents résultats issus de l'étude théorique sont présentés ci-dessous et la nouvelle caractérisation apparaît surlignée en bleu.

noyau	E38	**Paramètres du transformateur**	$m_{12} = 0.378$	$m_{12} = 0.332$
entrefer	$e = 0.162mm$		$m_{13} = 0.122$	$m_{13} = 0.156$
Nombres de spires	$N_1 = 8$ spires		$m_{23} = 1$	$m_{23} = 0.91$
	$N_2 = 4$ spires		$L_m = 164\mu H$	$L_m = 168\mu H$
	$N_3 = 4$ spires		$Lf_2 = 17.55\mu H$	$Lf_2 = 17.55\mu H$
Réluctances	$\Re_g = 222.10^3 H^{-1}$		$Lf_3 = 0\mu H$	$Lf_3 = 2.5\mu H$
	$\Re_d = 222.10^3 H^{-1}$	**Nouveau Cahier des charges**	$I_s = 6A$ soit	$\Delta I_s = 0.75A$
	$\Re_c = 690.10^3 H^{-1}$		$V_s = 10V$	

Tableau V-3 : Résultats théoriques des paramètres de la structure pour N1 = 8spires

V.3.1.2. Les formes d'ondes

Le schéma ci-dessous permet de rendre compte des placements des différentes mesures effectuées pour obtenir les formes d'ondes de la structure représentée sur la *Figure V-20*.

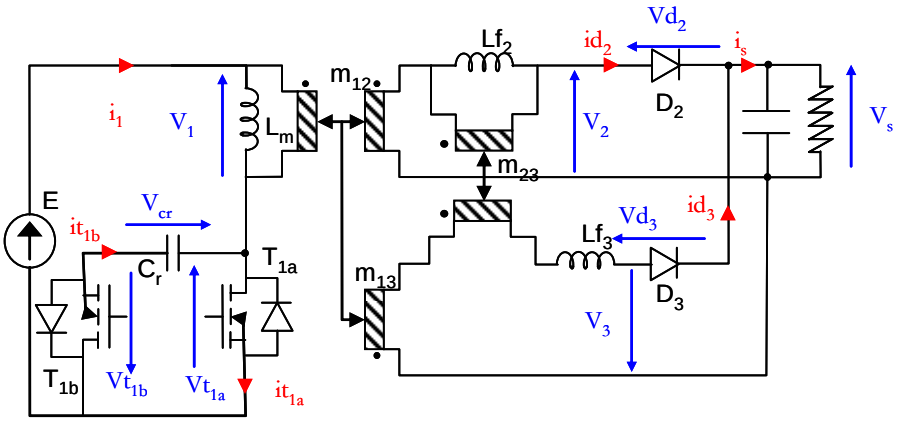


Figure V-19 : Localisation des grandeurs tensions et courants mesurées

a) Analyse du rendement

La Figure V-20 présente les résultats de mesures des formes d'ondes de la structure MET réalisées pour deux points de fonctionnement. Le premier correspond à un rapport cyclique de *0.5* et nous permet d'obtenir *31W* (*7.3V-4.2A*) en sortie pour une puissance d'entrée du convertisseur de *46W* ce qui correspond à un rendement de *67%*. Le deuxième point de mesures réalisé pour un rapport cyclique plus élevé (*0.75*) permet d'atteindre le point nominal fixé par notre cahier des charges en sortie à savoir *60W* (*10V-6A*) pour une puissance d'entrée s'élevant à *83W* correspondant à un rendement de *72%*.

A noter que les semi-conducteurs mis en oeuvre pour réaliser ces mesures ont du être redimensionnés. En effet la modification du point de fonctionnement à induit une modification des contraintes sur ces semi-conducteurs nous obligeant à les modifier. Notamment, le passage de 5V à 10V de la tension de sortie nous a conduit à revoir le choix des diodes de sortie. Notre nouvelle sélection a été des diodes Schottky Motorola B2045 supportant *45V* et *10A* par diode en raison de la disponibilité de ces composants au G2Elab. Enfin nous avons également constaté que la modification du rapport cyclique agit directement sur la tension aux bornes des mosfets de puissance et ce de façon non linéaire. Pour ces mesures nous avons donc utilisé des mosfets IRF740 supportant *10A* et *400V*, mais présentant une résistance à l'état passant plus élevé (*0.55Ω* contre *0.079Ω*). Ce changement de semi-conducteurs nous a permis d'exploiter le prototype mais a aussi induit des pertes plus importantes, ce qui explique en partie les faibles rendements obtenus. Il est bon de préciser que le prototype LCT n'est pas responsable de toutes les pertes engendrées, d'autant plus que la modélisation de celui-ci nous laisse entrevoir que peu d'éléments source de pertes induites. Malgré tout, il nous sera pas possible ici de séparer les pertes engendrées par le LCT de celle engendrées par le reste de la structure car nous nous limiterons à la mesure de puissance en entrée et sortie. Ces mesures nous permettrons néanmoins

d'obtenir une estimation du rendement relativement précise du fait de l'utilisation du même appareillage en entrée comme en sortie.

b) Analyse des formes d'ondes

Sur les deux séries de mesures présentées Figure *V-20*, on distingue en premier lieu que le courant de sortie *Is*, se voit grandement perturbé et que son ondulation n'est pas respectée. Ceci est d'avantage accentué à puissance plus élevée. Nous pouvons l'expliquer en partie par le fait d'avoir une inductance de fuite Lf_3 non nulle. Théoriquement l'inductance de sortie équivalente se résume à l'inductance de fuite du secondaire Lf_2 communiquant avec l'enroulement tertiaire par l'intermédiaire du coupleur de fuite m_{23}. Pratiquement ceci est valable uniquement pour la phase 1 mais au cours de la second phase $m_{23}^2Lf_2$ se retrouve en série avec Lf_3. Les simulations nous avaient montré qu'un décalage de niveau pour les deux courants secondaires liés à une inductance de sortie non équivalent dans chacune des phases était possible et nous pouvons le constater sur le graphique présentant *Is* de la Figure *V-20*. En revanche, on peut constater sur ce même graphique que l'évolution du courant durant la phase 1 n'est plus linéaire et subit une croissance exponentielle souvent signe d'une saturation du noyau magnétique. Ce phénomène va avoir des répercussions directes côté primaire. Le courant primaire qui théoriquement devait présenter une pente liée à l'inductance magnétisante et au courant de sortie, présente également une croissance exponentielle au cours de cette phase. Ceci engendre de plus fortes contraintes en courant sur les semi conducteurs et également en tension car l'ondulation de la tension aux bornes de la capacité d'écrêtage, elle aussi liée à l'amplitude du courant durant la phase 1, se trouve augmentée jusqu'à *50V*.

Malgré ces différences, nous pouvons constater que cette nouvelle structure à transfert d'énergie mixte fonctionne correctement et ses formes d'ondes sont celles attendues en dépit des effets perturbateurs liés aux différents parasites. Cette nouvelle approche, basée sur un modèle magnétique complet de transformateur, a permis de mettre en œuvre cette structure qui fonctionne conformément aux attentes.

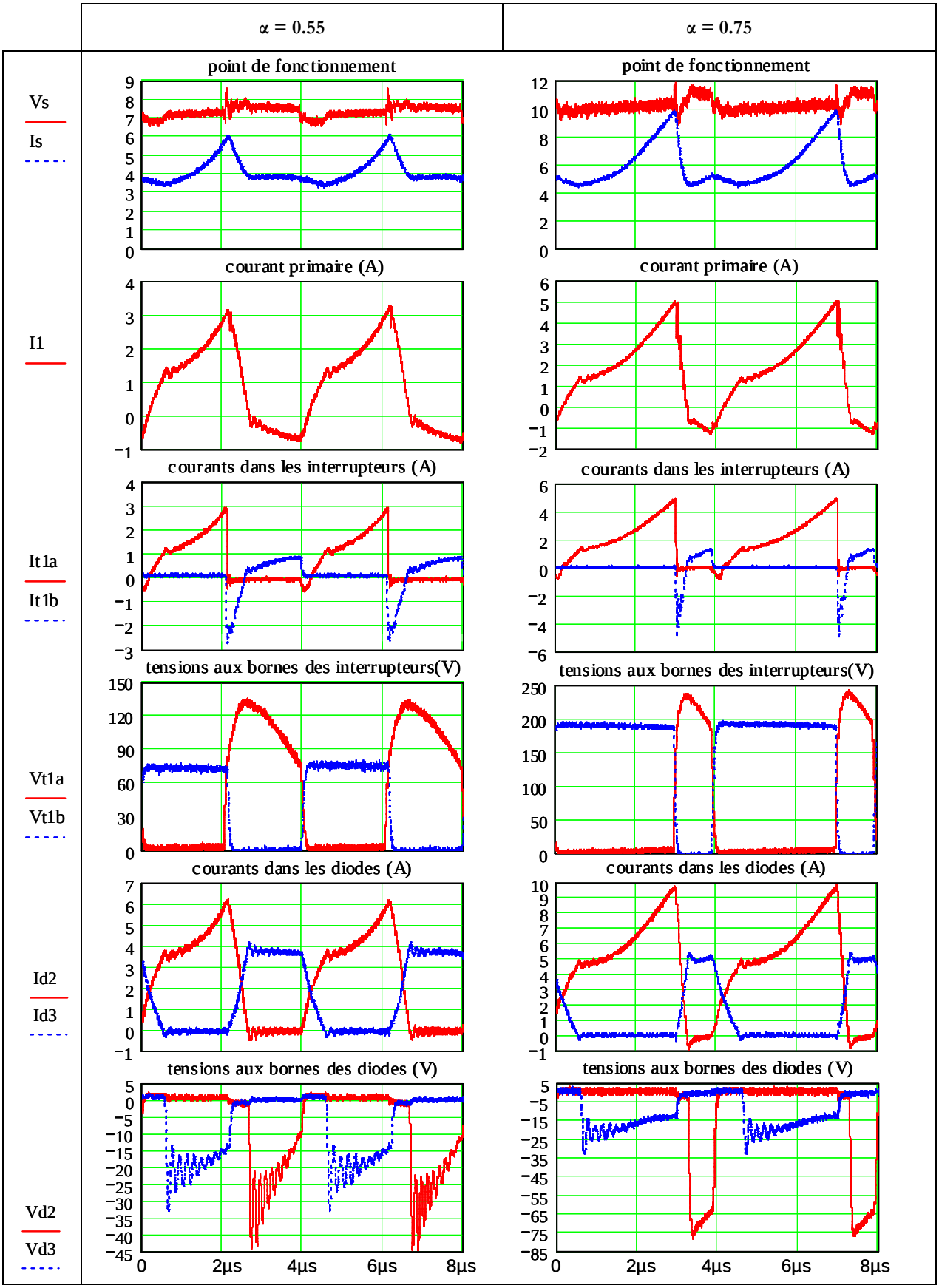


Figure V-20 : Formes d'ondes mesurées pour deux différents points de fonctionnement

V.3.1.3. Confrontation des mesures à la simulation

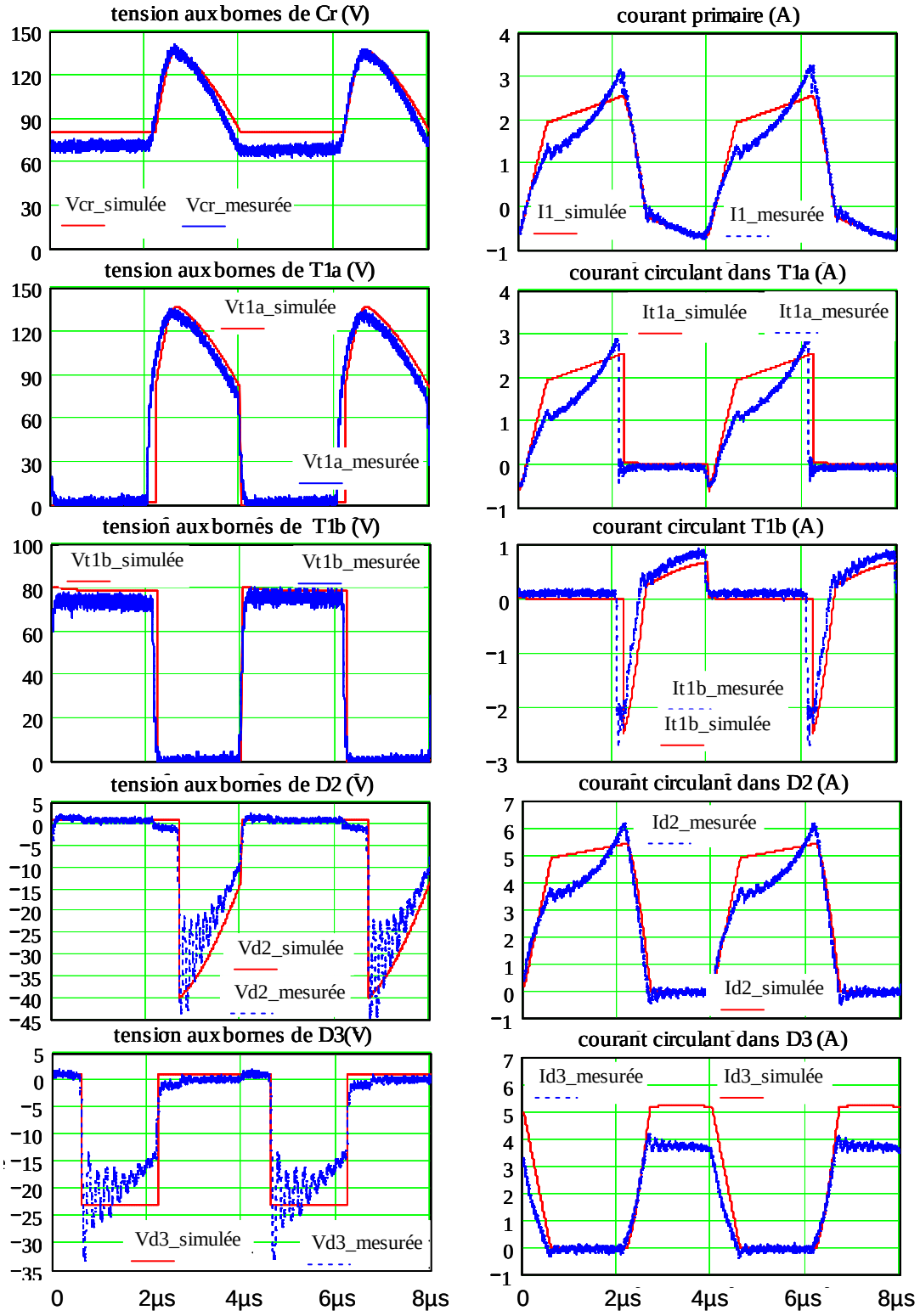


Figure V-21 : Formes d'ondes comparatives entre la mesure et la simulation

a) Les conditions de comparaison

Il paraît difficile de reproduire à l'identique par la simulation le comportement de cette

structure car, pour cela, la modélisation devrait être affinée en se penchant plus particulièrement sur les comportements des semi conducteurs ainsi que sur la partie électrostatique du transformateur. Néanmoins il est intéressant de constater les écarts existants et d'en chercher les raisons. Pour cela nous allons considérer un point de fonctionnement à puissance moyen soit environ *30W* (α= *0.55*). Dans cette simulation, les interrupteurs sont représentés par un modèle simple (Rdson pour les interrupteurs et « voltage drop » pour les diodes) et la capacité intégrée est de *11.5nF* à la fréquence de découpage *250kHz*. La tension d'entrée lors des mesures s'élevait à *52V*. Ces simulations ont été effectuées à partir du logiciel Psim.

b) Comparaison des formes d'ondes simulées/mesurées

La Figure *V-21* présentent les formes d'ondes comparatives entre les mesures directes réalisées sur le prototype et les simulations faites à partir du modèle établi par caractérisation de ce même prototype. Cette comparaison permet de valider non seulement la modélisation du prototype mais également le fonctionnement de la structure. Les divergences sont essentiellement dues au degré de modélisation, modèles qu'il faudrait affiner (les semi-conducteurs, les pertes fer, les pertes diélectriques…), ce qui engendrerait un travail conséquent mais intéressant à aborder.

V.3.2. Séparation des pertes

V.3.2.1. Bilan de puissance

Le bilan de puissance de la structure MET est représenté par la Figure *V-22*. Les sources de pertes peuvent être réparties en 3 catégories : les pertes dans les mosfets, les pertes dans le LCT ainsi que les pertes diodes.

a) Les pertes semi conducteurs

Les pertes dans les semi-conducteurs sont dues aux imperfections de ces composants que ce soit lors de la conduction ou lors des commutations. La structure étudiée ici présente l'avantage d'assurer une commutation en ZVS des mosfets faisant que ces pertes par commutation vont être fortement diminuées. Restent les pertes par conduction engendrées par les mosfets au primaire et les diodes en sortie.

b) Les pertes LCT

Le LCT de part sa technologie va engendrer des pertes provenant de différentes sources. Les parties magnétiques induisent des pertes liées au noyau magnétique modélisées par la résistance

R_{fer} du schéma en Figure *V-13*, des pertes cuivre (r_1, r_2, r_3) et des pertes par courants induits. Dans notre cas seul les pertes fer et les pertes cuivre sont modélisées. La capacité intégrée va engendrer également des pertes diélectriques, pouvant être modélisées par des circuits RC en parallèle de la capacité principale. Cependant, cette modélisation n'a pas été faite compte tenu du faible niveau de pertes relevé au cours de la thèse de P. Goubier [24-GOUB03].Moyennant cette représentation pour ces différentes pertes, nous pouvons analyser la répartition de ces pertes entre les semi conducteurs et le LCT.

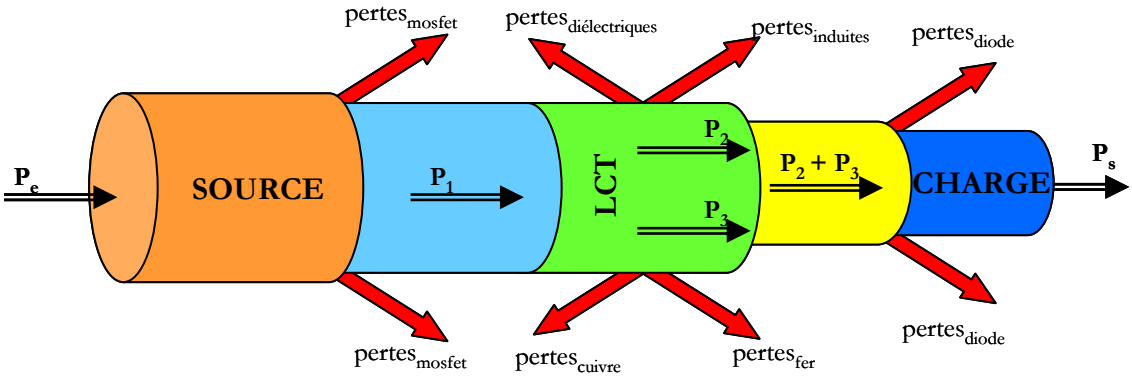


Figure V-22 : Bilan de puissances

V.3.2.2. Estimation de la répartition des pertes

Par simulation (PSIM), à condition de bien définir les modèles des composants utilisés, nous avons pu dresser un premier un bilan de pertes permettant de juger de l'impact énergétique du LCT sur l'ensemble du système. Cette analyse a été réalisée pour les deux points de fonctionnement effectués lors des mesures ($\alpha = 0.55$ et $\alpha = 0.75$). Afin de faire ce bilan les pertes aux différents points de la chaîne de puissance sont évaluées par, soit un calcul de la puissance dissipée dans les différentes résistances du schéma équivalent, soit en évaluant la variation de la puissance le long de cette chaîne de puissance (Tableau *V-4*).

unité :W	P_e	P_1	P_2	P_3	P_s	Pertes mosfet	Pertes diodes	Pertes LCT
α = 0.55	53.1	50.34	26.84	22.38	46.47	2.76	2.64	1.22
α = 0.75	100.27W	92.24	60.4	28.97	85.78	8.03	3.59	2.87

Tableau V-4 : Bilan des pertes issues de la simulation

Nous insistons sur le fait que ces résultats de pertes ne sont qu'indicatifs. Ils permettent de constater, en valeur relative, le bon comportement du LCT par rapport aux semi-conducteurs. Néanmoins, ces valeurs de pertes sont obtenues avec un modèle petits signaux qui serait à corriger pour prendre en compte l'excursion importante de l'induction dans le noyau magnétique.

V.3.3. Comportement de la structure MET

Afin de compléter cette étude, nous allons maintenant nous à la caractéristique de sortie de cette structure pour, dans un deuxième temps tracer sa caractéristique de rendement. En théorie, la relation entrée-sortie se résume à une équivalence au forward (*II-35*). Celle-ci est indépendante du courant de sortie. Nous avons effectué plusieurs relevés de la caractéristique *Vs(Is)* pour des rapport cycliques différents à tension d'entrée constante (*50V*).

Rappel de la relation théorique entrée/sortie : $Vs = (m_{12} + m_{13})\alpha E$ **V-15**

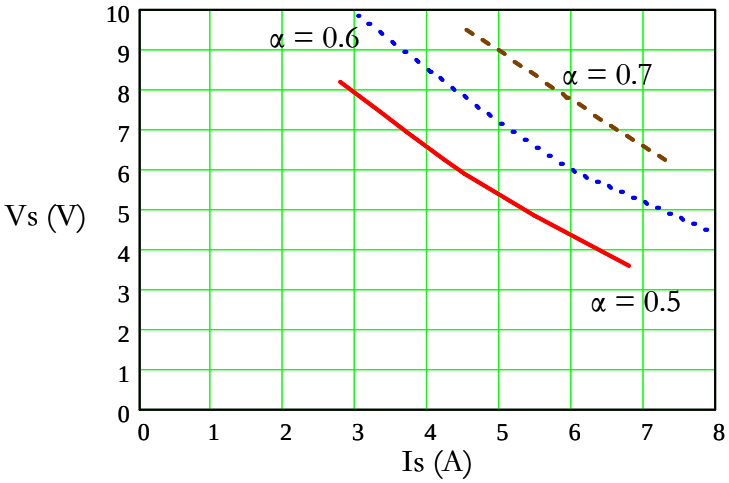


Figure V-23 : Bilan de puissances

Conformément avec ce qui a été dit plus haut, on constate sur ces courbes une dépendance linéaire de la tension de sortie en fonction du rapport cyclique. D'autre part, on peut aussi voir la forte dépendance de cette tension de sortie en fonction du courant de sortie. Cette deuxième tendance, plus gênante pour la régulation de cette structure serait à corriger en étudiant une répartition différentes des différents bobinages assurant un meilleur couplage de ceux-ci.

C H A P I T R E V

ÉTUDE EXPÉRIMENTALE DU PROTOTYPE

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons pu exploiter le prototype réalisé. Nous avons appliqué une caractérisation du dispositif afin d'identifier chacun des éléments du modèle magnétique. La réalisation correspond assez bien aux paramètres calculés initialement avec cependant une inductance de fuite Lf_3 importante qui a des conséquences importantes sur le comportement de la structure MET. Nous avons ainsi pu constater que dans la plage de fréquence de fonctionnement du LCT peu de pertes par courants induits liés à des effets de proximité ou des effets de peau sont présentes. En effet chaque impédance du modèle présente un comportement que l'on peut considérer peu lié à la fréquence. La capacité intégrée n'étant pas celle désirée à la suite d'une mise en œuvre du circuit multicouche avec du matériau diélectrique d'épaisseur double de celle attendue ($50\mu m$ au lieu de $25\mu m$) les ondulations en tension du dispositif s'en sont trouvées modifiées, ce qui a un impact supplémentaire pour les semi-conducteurs. Les rapports de transformation ont dû être abaissés afin d'atteindre le point de fonctionnement désiré du fait des perturbations qu'apporte l'inductance de fuite Lf_3. Ceci implique d'augmenter le champ magnétique maximal et donc de se rapprocher de la saturation du noyau magnétique. Le rapport cyclique se voit également augmenté ce qui va accentuer d'avantage les contraintes plus importantes sur les semi-conducteurs et engendre un surdimensionnement de ces éléments. Tout ceci a eu un impact direct sur le rendement final (72% au point de fonctionnement nominal). Les pertes engendrées proviennent à la fois du dispositif LCT (pertes cuivre, induites, fer, diélectriques) mais aussi des semi conducteurs qui s'avèrent avoir une part importante dans les pertes totales. Toutefois, nous pouvons conclure à un fonctionnement de la structure proche de nos attentes. Ceci permet de montrer l'intérêt que peut présenter l'intégration des composants passifs dans une structure de puissance rendue possible grâce à une bonne maîtrise de la modélisation du dimensionnement et des techniques de réalisation de ceux-ci. Il ressort de cette réalisation un prototype démonstratif de l'intérêt du LCT sur l'intégration et la compacité apportée. Il restera à valider le fonctionnement avec les composants prédéterminés en réalisant un LCT conforme au cahier des charges initial.

Conclusion générale

CONCLUSION GÉNÉRALE

Contexte de l'étude

Le fil directeur de ce mémoire concerne l'intégration de composants passifs pour les alimentations à découpage de l'électronique de puissance. L'intégration est devenu l'un des principaux intérêts de recherche et développement au cours de ces dernières années face à une demande de plus en plus forte de miniaturisation des systèmes dans le but non seulement de réduire les densités volumiques mais aussi d'accroître les performances (rendement et CEM), d'améliorer la modularité et de diminuer les coûts. Face à ces objectifs de réduction de nombreuses technologies ont été développées visant à intégrer non seulement les parties passives d'un convertisseur mais également les parties actives par des procédés monolithiques et hybrides.

Notre travail s'est concentré sur l'intégration hybride, avec pour objectif d'étudier et de concevoir un dispositif LCT au sein d'une alimentation à découpage. Ce concept permet de marier les trois composants classiquement disponibles dans un convertisseur, à savoir un condensateur une inductance et un transformateur, en en seul et unique composant baptisé LCT. Ce dispositif n'en est pas à sa première étude au sein du laboratoire, il a été conçu pour une application à résonance ou les capacités à intégrer restant de faibles valeurs (inférieure à la dizaine de *nF*) permettent d'envisager une insertion du composant LCT qui paraît alors bien adapté à ce type d'application. Cependant ce concept demande à évoluer de manière à le rendre plus attractif. Pour cela il doit pouvoir s'étendre à d'autres types d'applications plus classiques comme les alimentations à découpage de type forward ou flyback par exemple. Les valeurs capacitives en jeu dans ce type de convertisseurs statiques sont d'une autre catégorie pouvant être supérieurs au μF tel les condensateurs utilisés en entrée et sortie des convertisseurs pour le filtrage CEM. Le LCT prendrait tout son sens si des capacités de cet ordre de grandeur pouvaient être intégrées. Cependant cette faculté à intégrer de telles valeurs capacitives repose sur le matériau diélectrique et ses performances. En effet, la capacité est directement liée aux propriétés physiques du matériau ainsi qu'à ses épaisseurs dont la tendance est à élaborer des couches minces tout en garantissant de bonnes tenues en tension. Néanmoins, actuellement les matériaux élaborés ne permettent pas d'envisager directement l'insertion d'un composant LCT au sein des traditionnelles alimentations à découpage. Partant de ce constat sur cette prospective de l'intégration nous avons cherché à développer une solution intermédiaire.

Travail effectué

Mon travail a été plus particulièrement de trouver une nouvelle application au dispositif LCT, allant dans le sens d'une insertion future dans les convertisseurs classiques et dans le but de réaliser, au final, un prototype. Ce mémoire se décompose en cinq chapitres traitant des différentes parties du travail effectué.

Le premier chapitre est réservé à un état de l'art de l'intégration en électronique de puissance présentant l'intégration monolithique et en s'attardant plus en détails sur l'intégration hybride nous concernant directement. Les différentes techniques et travaux d'intégration réalisés jusqu'à ce jour sont retracés. Nous avons dénombré au final deux types de familles, les techniques hybrides d'empilement de fonctions et celles de regroupement de fonction. La première permet d'intégrer fonction par fonction et ensuite les empiler de manière à obtenir un dispositif compact intégré et, la seconde, consiste à intégrer dans une seule fonction plusieurs fonctions passives, c'est l'exemple du LCT.

Dans l'optique d'étendre le champ d'application de ce composant, au cours du chapitre II nous avons énuméré les différents convertisseurs susceptibles d'accueillir un dispositif LCT, pour au final aboutir sur une nouvelle structure à mi chemin entre une application à commutation dure et à commutation douce appelée structure à transfert d'énergie mixte (MET). Cette dernière est assimilable à un forward en première phase car elle assure durant cette phase un transfert direct d'énergie de la source vers la charge en même temps qu'un stockage d'une partie de l'énergie prélevée dans la source dans un 3ème enroulement. La second phase quant à elle est comparable à celle d'un flyback car durant celle-ci il y a restitution de l'énergie stockée à la charge par l'intermédiaire du 3ème enroulement. L'équilibre magnétique de la structure est assuré par l'ajout d'un condensateur (*15nF* à intégrer) placé au primaire. Il a pour première fonction d'écrêter les tensions des Mosfets, mais également d'assurer la démagnétisation du noyau magnétique. Le dimensionnement magnétique repose sur la maîtrise du modèle magnétique adapté pour un transformateur à 3 enroulements. Son modèle ainsi que son agencement magnétique est étroitement lié au dimensionnement. Les paramètres étant nombreux, le dimensionnement est non classique et se base sur une méthode itérative.

Après avoir introduit cette nouvelle structure, son fonctionnement et son intérêt ont été validés au cours du chapitre III. Par l'intermédiaire de simulations magnéto harmoniques par éléments finis nous avons pu identifier les paramètres magnétiques du transformateur précédemment déterminés analytiquement à l'issu du dimensionnement, en tenant compte de la géométrie et de la physique du dispositif. Les paramètres obtenus ont été comparables à ceux

calculés, à l'exception d'une inductance de fuite du transformateur qui théoriquement ne tenant pas compte des fuites dans l'air (sachant bien que nous aurions des effets de fuites supplémentaires sans pouvoir les quantifier), cette inductance apparaissait nulle, or la simulation magnéto harmonique nous a révélé que celle-ci était de *410nH*. De manière à observer les effets de cette inductance de fuite sur le fonctionnement de la structure une simulation de type circuit (PSIM) a été effectuée pour constater, d'une part, le bon fonctionnement de la structure comme prédéterminé théoriquement et, d'autre, part que le point de fonctionnement du convertisseur a chuté (passant de *5V-12A* à *4V/9.8A*). S'en suit différentes propositions de modification pour rétablir le point de fonctionnement désiré. Afin de montrer l'intérêt de la structure proposée, une étude comparative des volumes des éléments magnétiques a également été réalisée au cours de ce chapitre entre la structure MET et les alimentations à découpage classiques flyback et forward. Le gain est de 50% sur un forward compte tenu de l'intégration de l'inductance de sortie dans le transformateur, et de 33% sur un flyback puisque que seulement une partie de l'énergie est stockée, l'autre étant transmise directement à la charge.

Le 4ème chapitre a eu pour objectif de préparer la fabrication et l'élaboration du prototype. Le LCT nécessite un matériau diélectrique adapté à la technologie planar présentant des propriétés diélectriques intéressantes. Une recherche nous a permis d'aboutir à la sélection d'une gamme de produits Dupont appelé Interra spécialement élaborée pour les circuits multicouches et les capacités enterrées. On a pu constater par cette recherche, que, malheureusement, les matériaux actuels sont toujours médiocres d'un point de vue de l'intégration de type LCT pour envisager de forte capacité et ceci reste le principal point bloquant à l'expansion de cette technique hybride. L'agencement magnétique était déjà choisi, à savoir un enroulement par jambe, mais la disposition des spires et les connexions n'étaient pas encore définies. En effet, plusieurs possibilités de répartition des spires secondaires concentriquement ou en couche avec des connexions directes ou croisées sont envisageables. Notre intérêt étant de choisir la solution la plus efficace en terme de rendement, nous avons effectué de lourdes simulations magnéto transitoires (FLUX) de chacune de ces configurations pour déterminer si une d'entre elles se dégageait en terme de pertes engendrées par les courants de Foucault. Il s'est avérer que très peu de différences apparaissaient entre les différentes simulations avec un dispositif dissipant aux alentours de 4W de pertes. En conséquence le critère de sélection a été la simplicité de réalisation cherchant ainsi à limiter les interconnexions entre couches. Dans le but d'optimiser d'avantage ce concept de LCT au sein de la structure MET, la surface de cuivre ayant été étendue pour la réalisation de la capacité intégrée, il a été envisagé d'insérer les composants de puissance et de prévoir également d'y ajouter la commande le tout par technologie CMS, de manière à obtenir un

simple convertisseur de *60W* dans les dimensions du LCT (*70mm x 50mm*). A l'issu de ce chapitre un travail conséquent de routage a été effectué de manière à dessiner les 24 couches qui composent le prototype final permettant ainsi de lancer la fabrication.

Après un changement de cahier des charges lié à des problèmes d'approvisionnement de matériau, le prototype réalisé fut l'objet de diverses études expérimentales présentées dans le chapitre V. Tout d'abord il a été soumis à une méthode de caractérisation des éléments du modèle magnétique de transformateur se basant sur les mesures de différentes impédances sur les divers enroulements. Les résultats de cette identification a confirmé, d'une part, la similitude avec la théorie et la prise en compte d'une inductance de fuite sur l'un des enroulements secondaires non nulle comme nous avions pu le constater lors des simulations magnéto harmoniques. Enfin, on a pu vérifier que le domaine fréquentiel de fonctionnement était conforme à la fréquence d'utilisation prévue, les résonances se trouvant au-delà de cette fréquence. D'autre part, la capacité intégrée a également pu être identifiée par mesure d'impédance et il a pu être constaté que sa valeur est plus basse qu'attendue compte tenu de la mise en œuvre d'un matériau ayant une épaisseur double de celle prévu initialement. Ceci a eu un impact direct sur les contraintes en tension des semi-conducteurs nous obligeant à les redimensionner. L'insertion du prototype LCT dans l'environnement de la MET a révélé un fonctionnement correct en dépit d'une inductance de fuite sous-évaluée et influant de façon importante sur le point de fonctionnement.. Enfin une séparation des pertes a été conduite en simulation par l'exploitation du modèle magnétique afin d'obtenir des informations sur la répartition des pertes dissipées par le LCT et par les semi conducteurs.

L'idée directrice de ces travaux de thèse fut de définir une nouvelle structure permettant l'insertion d'un composant LCT dans l'objectif d'étendre son domaine d'applications. Celui-ci reposant en grande partie sur les performances des diélectriques, son extension se voit freinée par le peu de disponibilité de tels matériaux. Toutefois, la nouvelle structure à transfert d'énergie mixte MET adaptée au LCT mise en avant dans ces travaux, a montré l'intérêt de l'intégration hybride qui, par la mutualisation des éléments passifs, permet d'apporter des solutions aux besoins de miniaturisation et de performances électriques de l'électronique de puissance actuelle.

Perspectives

De nombreuses perspectives peuvent être dégagées de ce travail. Tout d'abord il serait intéressant d'analyser les pertes plus en détails de manière à les séparer en jouant sur une interaction entre mesure et modélisation. Au cœur du LCT les pertes peuvent être analysées plus en détail, notamment celle dues au noyau magnétique et au matériau diélectrique afin de compléter l'identification de la réparation entre les différentes sources de pertes.

D'autre part, on a pu voir qu'à l'issue de l'étude théorique les résultats obtenus par le prototype présentaient des modifications dues à des paramètres parasites non pris en compte dans le dimensionnement. On s'aperçoit que pour une maîtrise complète d'une telle approche, chaque éléments magnétiques devraient êtes inclus à l'approche analytique de manière à prévoir son effet, et, éventuellement de s'en servir comme cela a été fait avec une partie des fuites d'un transformateur à 3 enroulements. Cependant ceci va accroître le nombre de paramètres ce qui aura pour conséquences de rendre la mise en équation complexe.

Ces deux premiers points montrent que la modélisation du comportement du LCT demande à être affinée ce qui peut, en soit, être une première perspective compte tenu de la diversité des phénomènes intervenant dans ce dispositif (magnétique, électrostatique, thermique). D'autre part, ce travail constituera un passage obligé pour l'optimisation des performances du LCT, optimisation qu'il sera indispensable d'envisager si l'on veut accroître les performances de l'intégration hydride de passifs.

D'un point de vue technologique, la piste des nouveaux matériaux liée à de nouvelles techniques d'élaborations et de mise en œuvre, ouvre de larges possibilités d'études et laisse penser qu'elle peut apporter une évolution importante des concepts. Différents candidats se présentent comme les futurs acteurs de l'intégration hybride. Par exemple, le matériau magnétique nanocristallin se présentant sous forme de bande ou de poudre va permettre d'envisager des formes géométriques variables par usinage (par exemple par micro sablage). Côté diélectrique la tendance actuelle pour des réalisations de capacités enterrées, est d'utiliser de la résine époxy et de la charger en céramique BaTiO3 de manière à augmenter la constante diélectrique, les sociétés Dupont et 3M travaillent sur ce sujet. Enfin, il y a également les techniques d'assemblage qui se développent, comme la méthode de co-frittage (LTCC) effectué à basse température et permettant ainsi d'allier des matériaux de natures différentes comme de la ferrite avec de la céramique diélectrique et des conducteurs.

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[1-STI90] : Stielau O.H., Van Wyk J.D., Eshani M., Pitel I.J.
"Integrated Reactive Components in Power Electronics Circuits"
PESC IEEE Conférence, vol.2, pp 831-838, juin 1990.

[2-SMI93] : Smit M.C., Ferreira J.A., Van Wyk J.D., Ehsani M.
"Technology for manufacture of integrated planar LC structures for power electronic applications"
EPE Conférence, vol.2, pp 173-178, septembre 1993.

[3-MAR95] : Marais S.J., Ferreira J.A., Van Wyk J.D.
"Integrated filters for switch-mode power supplies"
IAS IEEE Conférence, vol.1, pp 809-816, octobre 1995.

[4-WIL02] : Wilmot F., Labouré E., Costa F., Guillermet-Fritsch S.
"Réalisation d'un filtre intégré pour alimentation à découpage"
EPF Conférence, pp 197-202, novembre 2002.

[5-HOF97] : Hofsajer I.W., Ferreira J.A., Van Wyk, J.D.
"Optimised planar L-C-T components"
PESC IEEE Conférence, vol.2, pp 1157-1163, juin 1997.

[6-LAO03] : Laouamri K., Ferrieux J-P., Catellani S., Barbaroux J.
"Modeling and analysis of wound integrated LCT structure for single stage resonant PFC rectifier"
IEEE Transactions on Power Electronics, vol.18, issue 1, part 1, pp 256-269, janvier 2003.

[7-BOG02] : Boggetto J.M., Lembeye Y., Ferrieux J.P., Avenas Y.
"Micro fabricated power inductors on silicon"
PESC IEEE Conférence, vol.3, pp 1225-1229, 2002.

[8-MUR00] : Murari B., Contiero C., Gariboldi R., Sueri S., Russo A.
"Smart power technologies evolution"
IAS IEEE Conference, vol 1, pp 10-19, octobre 2000.

[9-ROU06] : Rouger N., Crebier J-C., Mitova R., Aubard L., Schaeffer C.
"Fully integrated driver power supply for insulated gate transistors"
ISPSD IEEE Conference, p 1-4, juin 2006

[10-WIL04] : Wilmot F.
"Contribution à la conception et au dimensionnement de fonctions passives intégrées"
Thèse ENS Cachan, 2004.

[11-ARA06] : Arab K.
"Contribution au développement d'outils numériques pour la conception de dispositifs passifs intégrés en électronique de puissance "
Thèse ENS Cachan, 2006.

[12-WAF02] : Waffenschmidt E., Ferreira J.A.
"Embedded passives integrated circuits for power converters"
PESC IEEE Conférence, vol.1, pp 12-17, 2002.

[13-WAF03] : Waffenschmidt E., Ackermann B.
"Power converter with printed circuit board integrated passive components"
EPE Conférence, 2003.

[14-LEE04] : Lee F.C., Van Wyk J.D., Liang Z.X., Chen R., Wang S., Lu B.
"An integrated power electronics modular approach : concept and implementation"
IPEMC Conférence, vol 1, pp 1-13, août 2004.

[15-JON06] : de Jong E.C.W., Ferreira J.A., Bauer P.
"Integrated Flex Winding Realisation for 3D PCB Converters"
PESC IEEE Conférence, pp 1-7, juin 2006.

[16-LEM05] : Lembeye Y., Goubier P., Ferrieux J.-P.,
"Integrated planar L-C-T component: Design, Characterization and Experimental Efficiency analysis"
IEEE Transactions on Power Electronics, vol.20, issue 3, pp 593-599, mai 2005.

[17-BOG03] : Boggetto J.M.
"Contribution à l'intégration d'une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associé "
Thèse UJF, 2003.

[18-DOW66] : Dowell P.L.
"Effects of eddy currents in transformer windings"
IEE Proceeding-B, vol 113, No 8, pp 327-334, 1966.

[19-LAR02] : Larouci C., Keradec J-P., Ferrieux J-P
"Estimation des pertes cuivre d'une inductance : mieux que l'homogénéisation par couches, la perméabilité complexe"
EPF Conférence, pp 239-244, novembre 2002.

[20-GIL03] : Gillot C., Avenas Y., Cezac N., Poupon G., Schaeffer C., Fournier E.
"Silicon heat pipes used as thermal spreaders"
IEEE Transactions on components and packaging technologies, vol 26, Issue 2, pp 332-339 juin 2003.

[21-EYG97] : Eyglunent B.
"Manuel de thermique : théorie et pratique"
Hermes, 1997.

[22-GUI06] : Guichon J.M., Aime J., Schanen J.L., Martin C., Roudet J., Clavel E., Arpilliere M., Pasterczyk R., Le Floch Y.
"Busbar Design: How to Spare Nanohenries ?"
IAS IEEE Conférence, vol.4, pp 1865-1869, octobre 2006.

[23-LAO03] : Laouamri K.
"Contribution à l'intégration des composants passifs d'une alimentation à découpage "
Thèse de doctorat,INPG , 2003.

[24-GOU03] : Goubier P.
"Etude et Conception de composants passifs LCT intégrés "
Thèse de doctorat, UJF, 2003.

[25-FER99] : Ferrieux J.P., Forest F.
"Alimentations à découpage - Convertisseurs à résonance – Principes, composants, modélisation"
3ème édition, Dunod, Paris, 1999.

[26-VAL07] : Vallet B., Lembeye Y., Ferrieux J-P.
"Etude de l'intégration d'une structure à transfert d'énergie mixte"
RIGE EPF, vol 10, pp 583-598, septembre - octobre 2007.

[27-SCH99] : Schellmanns A.
"Circuit équivalents pour transformateurs multi enroulements. Application à la CEM conduite d'un convertisseur"
Thèse de doctorat INPG, 1999.

[28-ALV05] : Alves F., Lebourgeois R., Waeckerle T.
"Soft magnetic materials for electrical engineering: State of the art and recents advances"
European Transaction on Electrical Power, vol 15, issue 6, 2005.

[29-EST06] : Estourne C.
"Mise en forme de matériaux par frittage flash"
Technique de l'ingénieur, IN 56, juillet 2006.

[30-FER] : http://www.ferroxcube.com/.

[31-SOF] : Sofreti : Partenaire de fabrication de circuit imprimé ayant pour sous traitant **Armorelec** (groupe **Cofidur**)
http://www.cofidur-pcb.com/

[32-FLUX] : logiciel Flux développé par Cedrat en collaboration avec le G2ELab
http://www.cedrat-grenoble.fr/software/flux/pdf/flux.pdf

[33-VAL06] : Vallet B., Lembeye Y., Ferrieux J-P.
"Mixed Energy Transfer (MET) Innovative Structure based on LCT and comparison with traditional structures"
IAS IEEE Conférence, vol 4, pp 1857-1864, octobre 2006.

[34-KAP] : http://www2.dupont.com/Kapton/en_US/index.html

[35-PYR] : http://www2.dupont.com/Pyralux/en_US/index.html

[36-DUP] : http://www.dupont.com/

[37-3M] : http://www.3m.com/

[38-INT] : http://www2.dupont.com/Interra/en_US/

[39SOL3M] :http://solutions.3m.com/wps/portal/3M/en_US/electronics/home/productsand

services/products/MicrointerconnectSolutions/EmbeddedCapacitorMaterial/

[40-MEC] : http://www.mecagis.com/

[41-ALT] : http://www.altium.com/Products/AltiumDesigner/

[42-ALP] : http://www.alphis-ere.com

[43-PAP] : http://www2.dupont.com/Pyralux/en_US/products/laminate/AP/pyralux_ap.html

[44-MAR06] : Margueron X.
"Élaboration sans prototypage du circuit équivalent de transformateurs de type planar"
Thèse de doctorat UJF, 2006.

[45-4294A] : Agilent 4294A, Analyseur d'impédance
"Precision Impedance Analyser-Operation Manual, Agilent Technologies"

Annexes

A N N E X E S D E

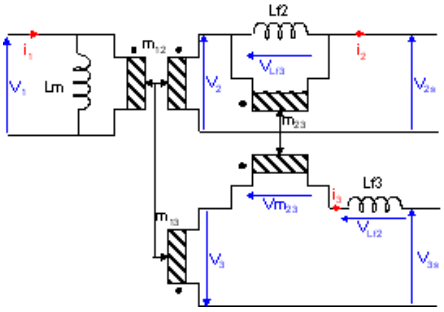
LES DOSSIERS D'ETUDES

- ✓ *DE1 : Modèle du transformateur et ses paramètres* ____ *211*
- ✓ *DE2 : Agencement du transformateur* ____ *215*
- ✓ *DE3 : Identification des paramètres du transformateur* ____ *217*
- ✓ *DE4 : Étude théorique de la structure MET* ____ *219*
- ✓ *DE5 : Dimensionnement de la structure MET* ____ *225*
- ✓ *DE6 : Les circuits de commandes* ____ *245*

Modèle du transformateur et ses paramètres

1. Modèle du transformateur

On prend le modèle magnétique d'un transformateur trois enroulements établi par l'équipe Jean Pierre Keradec (thèse Ambroise Schellmans 1999)



matrice impédance résultante :

$$\begin{pmatrix} V1 \\ V2s \\ V3s \end{pmatrix} = M \cdot \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i1 \\ \frac{d}{dt} i2 \\ \frac{d}{dt} i3 \end{pmatrix} \qquad \begin{pmatrix} V1 \\ V2s \\ V3s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M11 & M12 & M13 \\ M21 & M22 & M23 \\ M31 & M32 & M33 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i1 \\ \frac{d}{dt} i2 \\ \frac{d}{dt} i3 \end{pmatrix}$$

Remarque : On gardera tout au long de l'étude les conventions courants tensions, sens des enroulements choisis sur la figure ci dessus

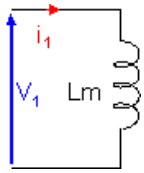
2. Comment on procède?

Il faut se placer suivant l'entrée sur laquelle la mesure est faite. On obtient un circuit fermé avec des inductances. Ensuite on determine chacun des courants traversant chacune des inductances équivalentes.

3. Calculs des mutuelles

calcul M11 :

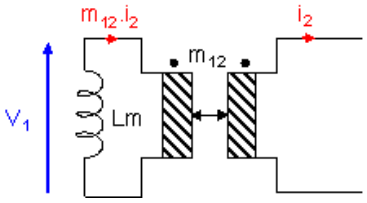
On se place aux bornes de l'enroulement 1, soit V1 avec un courant circulant uniquement dans l'enroulement 1



$$M11 = \frac{V1}{i1} = Lm$$

calcul M12 :

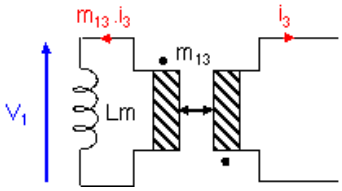
On se place aux bornes de l'enroulement 1, soit V1 avec un courant circulant uniquement dans l'enroulement 2



$$M12 = \frac{V1}{i2} = -m12\,Lm$$

calcul M13 :

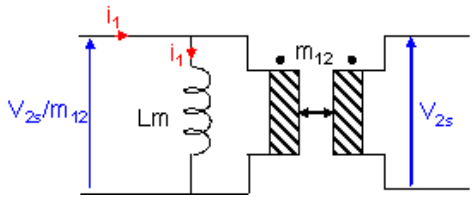
On se place aux bornes de l'enroulement 1, soit V1 avec un courant circulant uniquement dans l'enroulement 3



$$M13 = \frac{V1}{i3} = m13\,Lm$$

calcul M21 :

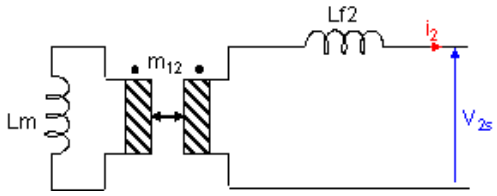
On se place aux bornes de l'enroulement 2, soit V2s avec un courant circulant uniquement dans l'enroulement 1

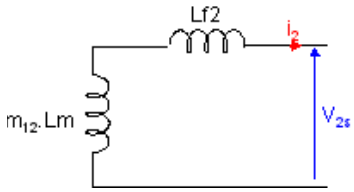


$$\frac{V2s}{m12} = Lm \cdot i1 \quad \text{-->} \quad M21 = \frac{V2s}{i1} = m12 \cdot Lm$$

calcul M22 :

On se place aux bornes de l'enroulement 2, soit V2s avec un courant circulant uniquement dans l'enroulement 2

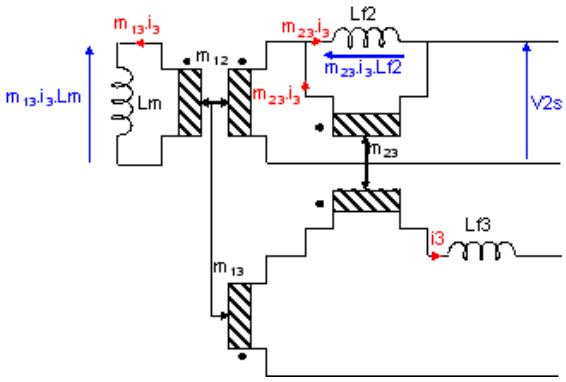




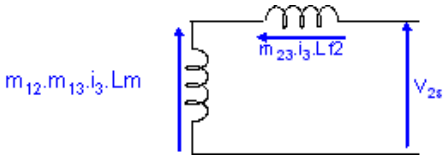
$$22 = \frac{V2s}{I2} = -\left(m12^2 \cdot Lm + Lf2\right)$$

calcul M23 :

On se place aux bornes de l'enroulement 2, soit V2s avec un courant circulant uniquement dans l'enroulement 3



-->

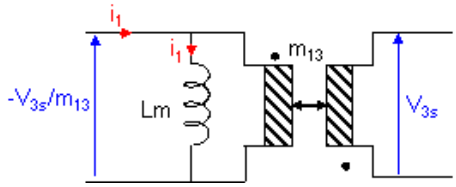


$$V2s = m12 \cdot m13 \cdot Lm \cdot i3 - m23 \cdot Lf2 \cdot i3$$

$$\text{-->} \quad M23 = \frac{V2s}{I3} = m12 \cdot m13 \cdot Lm - m23 \cdot Lf2$$

calcul M31 :

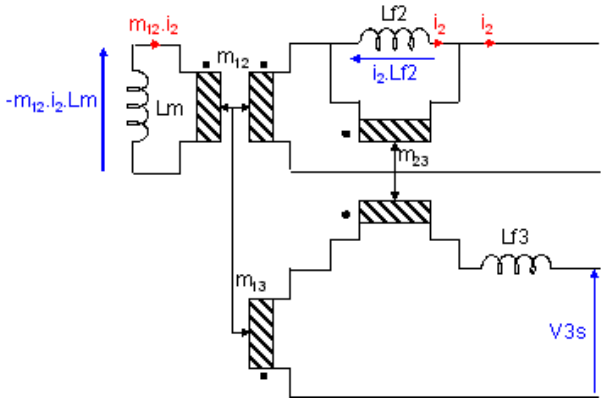
On se place aux bornes de l'enroulement 3, soit V3s avec un courant circulant uniquement dans l'enroulement 1

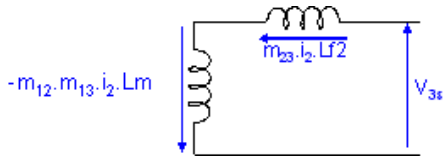


$$\frac{V3s}{m13} = -Lm \cdot i1 \quad \text{-->} \quad M31 = \frac{V3s}{i1} = -m13 \cdot Lm$$

calcul M32 :

On se place aux bornes de l'enroulement 3, soit V3 avec un courant circulant uniquement dans l'enroulement 2



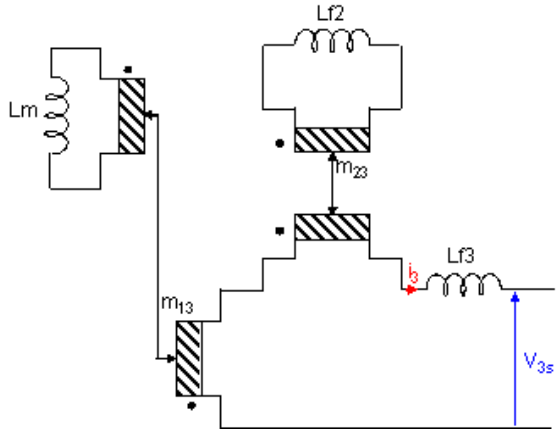


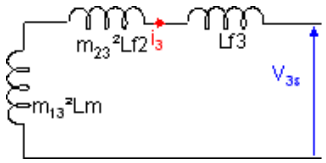
$$V3s = m12\,m13\,Lm\,i2 - m23\,Lf2\,i2$$

--> $$M32 = \frac{V3s}{i2} = m12\,m13\,Lm - m23\,Lf2$$

calcul M33 :

On se place aux bornes de l'enroulement 3, soit V3 avec un courant circulant uniquement dans l'enroulement 3





$$M33 = \frac{V3s}{I3} = -\left(m13^2 \cdot Lm + m23^2 \cdot Lf2 + Lf3\right)$$

4. Bilan

on a donc établi la matrice impédance noté M, en fonction des paramètres du transformteur que l'on baptisera Mpt :

$$\begin{pmatrix} V1 \\ V2 \\ V3 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} Lm & -m12\,Lm & m13\,Lm \\ m12\,Lm & -\left(m12^2 \cdot Lm + Lf2\right) & m12\,m13\,Lm - m23\,Lf2 \\ -m13\,Lm & m12\,m13\,Lm - m23\,Lf2 & -\left(m13^2 \cdot Lm + m23^2 \cdot Lf2 + Lf3\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i1 \\ \frac{d}{dt} i2 \\ \frac{d}{dt} i3 \end{pmatrix} \qquad \begin{pmatrix} V1 \\ V2 \\ V3 \end{pmatrix} = Mpt \cdot \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i1 \\ \frac{d}{dt} i2 \\ \frac{d}{dt} i3 \end{pmatrix}$$

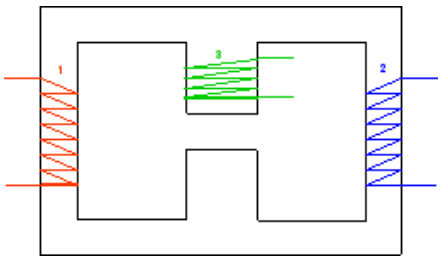
$$Mpt = \begin{bmatrix} Lm & -m12\,Lm & m13\,Lm \\ m12\,Lm & -\left(m12^2 \cdot Lm + Lf2\right) & m12\,m13\,Lm - m23\,Lf2 \\ -m13\,Lm & m12\,m13\,Lm - m23\,Lf2 & -\left(m13^2 \cdot Lm + m23^2 \cdot Lf2 + Lf3\right) \end{bmatrix}$$

Annexe DE1 : Modèle du transformateur

Agencement du transformateur

1. Agencement choisi

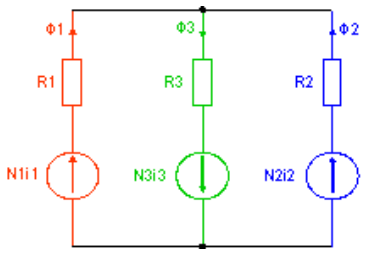
disposition des enroulements :



circuit équivalent :

on retrouve des nouveaux paramètres à savoir :

- N1, N2, N3 étant les nombres de spires des différents enroulements
- R1, R2, R3 étant les réluctances du circuit magnétique
- $\Phi 1$, $\Phi 2$, $\Phi 3$ étant les flux embrassés dans chaque enroulement.



2. Mise en équations

équations résultantes du schéma équivalent :

$$Req = R1 \cdot R2 + R2 \cdot R3 + R1 \cdot R3$$

$$N1 \cdot i1 - R1 \cdot \Phi 1 = R3 \cdot \Phi 3 - N3 \cdot i3 \quad (1)$$

$$N1 \cdot i1 - R1 \cdot \Phi 1 = N2 \cdot i2 - R2 \cdot \Phi 2 \quad (2)$$

$$\Phi 1 + \Phi 2 = \Phi 3 \quad (3)$$

expression des flux :

(1) devient -->
$$R1 \cdot \Phi 1 = N3 \cdot i3 - R3 \cdot \Phi 3 + N1 \cdot i1$$

(1) avec *(3)* devient -->
$$R1 \cdot \Phi 1 = N3 \cdot i3 - R3 \cdot (\Phi 1 + \Phi 2) + N1 \cdot i1$$

-->
$$(R1 + R3) \cdot \Phi 1 = N1 \cdot i1 + N3 \cdot i3 - R3 \cdot \Phi 2 \quad (4)$$

(2) devient -->
$$R1 \cdot \Phi 1 = R2 \cdot \Phi 2 - N2 \cdot i2 + N1 \cdot i1$$

-->
$$\Phi 1 = \frac{N1}{R1} \cdot i1 - \frac{N2}{R1} \cdot i2 + \frac{R2}{R1} \cdot \Phi 2$$

on a un système de 2 équations *(2)* et *(4)*, 2 inconnus $\Phi 1$ et $\Phi 2$

(4) devient -->
$$(R1 + R3) \cdot \left(\frac{N1}{R1} \cdot i1 - \frac{N2}{R1} \cdot i2 + \frac{R2}{R1} \cdot \Phi 2 \right) = N1 \cdot i1 + N3 \cdot i3 - R3 \cdot \Phi 2$$

-->
$$\frac{N1}{R1} \cdot i1 - \frac{N2}{R1} \cdot i2 + \frac{R2}{R1} \cdot \Phi 2 = \frac{1}{R1 + R3} N1 \cdot i1 + \frac{1}{R1 + R3} N3 \cdot i3 - \frac{R3}{R1 + R3} \cdot \Phi 2$$

-->
$$\left(\frac{R2}{R1} + \frac{R3}{R1 + R3} \right) \cdot \Phi 2 = \left(\frac{1}{R1 + R3} - \frac{1}{R1} \right) N1 \cdot i1 + \frac{1}{R1} \cdot N2 \cdot i2 + \frac{1}{R1 + R3} N3 \cdot i3$$

-->
$$\left[\frac{R1 \cdot R2 + R2 \cdot R3 + R1 \cdot R3}{R1 \cdot (R1 + R3)} \right] \cdot \Phi 2 = -\left[\frac{R3}{R1 \cdot (R1 + R3)} \right] N1 \cdot i1 + \frac{R1 + R3}{R1 \cdot (R1 + R3)} \cdot N2 \cdot i2 + \frac{R1}{R1 \cdot (R1 + R3)} N3 \cdot i3$$

-->
$$Req \cdot \Phi 2 = -R3\, N1 \cdot i1 + (R1 + R3) \cdot N2 \cdot i2 + R1\, N3 \cdot i3$$

-->
$$\Phi 2 = -\frac{R3}{Req} N1 \cdot i1 + \frac{R1 + R3}{Req} \cdot N2 \cdot i2 + \frac{R1}{Req} N3 \cdot i3$$

on reprend *(2)* qui devient -->

$$\Phi 1 = \frac{N1}{R1}\cdot i1 - \frac{N2}{R1}\cdot i2 + \frac{R2}{R1}\cdot\left(-\frac{R3}{Req}N1\cdot i1 + \frac{R1+R3}{Req}\cdot N2\cdot i2 + \frac{R1}{Req}N3\cdot i3\right)$$

$$\text{-->}\quad \Phi 1 = \frac{N1}{R1}\cdot i1 - \frac{N2}{R1}\cdot i2 + \frac{R2}{R1}\cdot\left(-\frac{R3}{Req}N1\cdot i1 + \frac{R1+R3}{Req}\cdot N2\cdot i2 + \frac{R1}{Req}N3\cdot i3\right)$$

$$\text{-->}\quad \Phi 1 = \left(\frac{1}{R1} - \frac{R2\cdot R3}{R1\cdot Req}\right)N1\cdot i1 + \left(\frac{R2}{R1}\cdot\frac{R1+R3}{Req} - \frac{1}{R1}\right)\cdot N2\cdot i2 + \frac{R2}{R1}\cdot\frac{R1}{Req}\cdot N3\cdot i3$$

$$\text{-->}\quad \Phi 1 = \left(\frac{Req - R2\cdot R3}{R1\cdot Req}\right)N1\cdot i1 + \left[\frac{R2\cdot(R1+R3) - Req}{R1\cdot Req}\right]\cdot N2\cdot i2 + \frac{R2}{Req}\cdot N3\cdot i3$$

$$\text{-->}\quad \Phi 1 = \left(\frac{R2+R3}{Req}\right)N1\cdot i1 - \frac{R3}{Req}\cdot N2\cdot i2 + \frac{R2}{Req}\cdot N3\cdot i3$$

on reprend *(3)* pour obtenir l'expression du flux $\Phi 3$:

(3) devient -->

$$\Phi 3 = \Phi 1 + \Phi 2$$

$$\text{-->}\quad \Phi 3 = \left(\frac{R2+R3}{Req}\right)N1\cdot i1 - \frac{R3}{Req}\cdot N2\cdot i2 + \frac{R2}{Req}\cdot N3\cdot i3 - \frac{R3}{Req}N1\cdot i1 + \frac{R1+R3}{Req}\cdot N2\cdot i2 + \frac{R1}{Req}N3\cdot i3$$

$$\text{-->}\quad \Phi 3 = \frac{R2}{Req}N1\cdot i1 + \frac{R1}{Req}\cdot N2\cdot i2 + \frac{R1+R2}{Req}\cdot N3\cdot i3$$

$$\begin{pmatrix}\Phi 1\\ \Phi 2\\ \Phi 3\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\frac{R2+R3}{Req}\cdot N1 & -\frac{R3}{Req}\cdot N2 & \frac{R2}{Req}\cdot N3\\ -\frac{R3}{Req}\cdot N1 & \frac{R1+R3}{Req}\cdot N2 & \frac{R1}{Req}\cdot N3\\ \frac{R2}{Req}\cdot N1 & \frac{R1}{Req}\cdot N2 & \frac{R1+R2}{Req}\cdot N3\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}i1\\ i2\\ i3\end{pmatrix}$$

(5)
(6)
(7)

Expression de la matrice impédance :

D'après les conventions choisies on a :

$$V1(t) = N1\cdot\frac{d}{dt}\Phi 1(t) \qquad V2(t) = -N2\cdot\frac{d}{dt}\Phi 2(t) \qquad V3(t) = -N3\cdot\frac{d}{dt}\Phi 3(t)$$

$$\begin{pmatrix}V1\\ V2\\ V3\end{pmatrix} = \begin{pmatrix}\frac{R2+R3}{Req}\cdot N1^2 & -\frac{R3}{Req}N1\cdot N2 & \frac{R2}{Req}N1\cdot N3\\ \frac{R3}{Req}\cdot N1\cdot N2 & -\frac{R1+R3}{Req}\cdot N2^2 & -\frac{R1}{Req}N1\cdot N3\\ -\frac{R2}{Req}\cdot N1\cdot N3 & -\frac{R1}{Req}\cdot N2\cdot N3 & -\frac{R1+R2}{Req}\cdot N3^2\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\frac{d}{dt}i1\\ \frac{d}{dt}i2\\ \frac{d}{dt}i3\end{pmatrix} \qquad \begin{pmatrix}V1\\ V2\\ V3\end{pmatrix} = Mpm\cdot\begin{pmatrix}\frac{d}{dt}i1\\ \frac{d}{dt}i2\\ \frac{d}{dt}i3\end{pmatrix}$$

nous avons donc défini la matrice impédance cette fois ci en fonction des paramètres issus du schéma magnétique équivalent lui même issu du choix de la disposition des enroulements choisie sur le noyau magnétique. On baptise cette matrice Mpm.

$$Mpm = \begin{pmatrix}\frac{R2+R3}{Req}\cdot N1^2 & -\frac{R3}{Req}\cdot N1\cdot N2 & \frac{R2}{Req}\cdot N1\cdot N3\\ \frac{R3}{Req}\cdot N1\cdot N2 & -\frac{R1+R3}{Req}\cdot N2^2 & -\frac{R1}{Req}\cdot N2\cdot N3\\ -\frac{R2}{Req}\cdot N1\cdot N3 & -\frac{R1}{Req}\cdot N2\cdot N3 & -\frac{R1+R2}{Req}\cdot N3^2\end{pmatrix}$$

Identification des paramètres du modèle du transformateur

Rappel :

$$Mmt = \begin{bmatrix} Lm & -m12 \cdot Lm & m13 \cdot Lm \\ m12 \cdot Lm & -\left(m12^2 \cdot Lm + Lf2\right) & m12 \cdot m13 \cdot Lm - m23 \cdot Lf2 \\ -m13 \cdot Lm & m12 \cdot m13 \cdot Lm - m23 \cdot Lf2 & -\left(m13^2 \cdot Lm + m23^2 \cdot Lf2 + Lf3\right) \end{bmatrix}$$

$$Mpm = \begin{pmatrix} \frac{R2 + R3}{Req} \cdot N1^2 & -\frac{R3}{Req} \cdot N1 \cdot N2 & \frac{R2}{Req} \cdot N1 \cdot N3 \\ \frac{R3}{Req} \cdot N1 \cdot N2 & -\frac{R1 + R3}{Req} \cdot N2^2 & -\frac{R1}{Req} \cdot N2 \cdot N3 \\ -\frac{R2}{Req} \cdot N1 \cdot N3 & -\frac{R1}{Req} \cdot N2 \cdot N3 & -\frac{R1 + R2}{Req} \cdot N3^2 \end{pmatrix}$$

En identifiant Mpm à Mmt on obtient :

<u>inductance magnétisante Lm :</u>

mutuelle M11 : $Lm = \frac{R2 + R3}{Req} \cdot N1^2$

<u>rapport de transformation m12 :</u>

mutuelle M12 ou M21 : $-m12 \cdot Lm = -\frac{R3}{Req} \cdot N1 \cdot N2$ --> $m12 = \frac{N2}{N1} \cdot \frac{R3}{(R2 + R3)}$

<u>rapport de transformation m13 :</u>

mutuelle M13 ou M31 : $m13 \cdot Lm = \frac{R2}{Req} \cdot N1 \cdot N3$ --> $m13 = \frac{N3}{N1} \cdot \frac{R2}{(R2 + R3)}$

<u>inductance de fuite Lf2 :</u>

mutuelle M22 : $-\left(m12^2 \cdot Lm + Lf2\right) = -\frac{R1 + R3}{Req} \cdot N2^2$ --> $Lf2 = \left(\frac{R1 + R3}{Req}\right) \cdot N2^2 - m12^2 \cdot Lm$

--> $Lf2 = \frac{N2^2}{R2 + R3}$

<u>rapport de transformation m23 :</u>

mutuelle M23 ou M32 : $m12 \cdot m13 \cdot Lm - m23 \cdot Lf2 = -\frac{R1}{Req} \cdot N2 \cdot N3$ --> $m23 = m12 \cdot m13 \cdot \frac{Lm}{Lf2} + \frac{R1}{Req} \cdot \frac{N2 \cdot N3}{Lf2}$

--> $m23 = \frac{N3}{N2}$

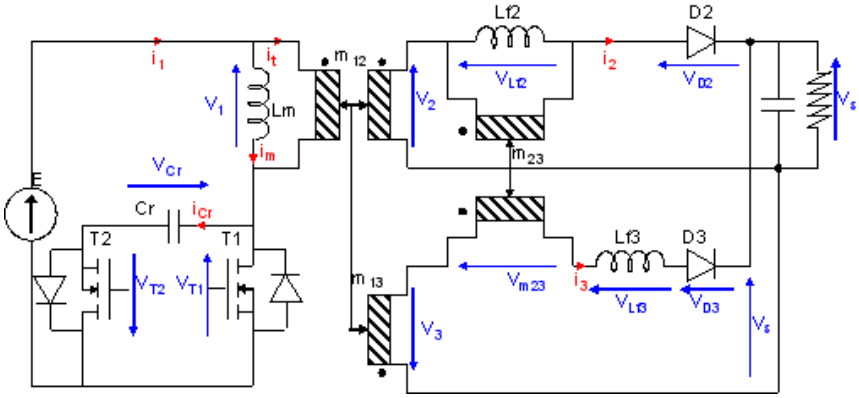
<u>inductance de fuite Lf3 :</u>

mutuelle M33 : $-\left(m13^2 \cdot Lm + m23^2 \cdot Lf2 + Lf3\right) = -\frac{R1 + R2}{Req} \cdot N3^2$ --> $Lf3 = \left(\frac{R1 + R2}{Req}\right) \cdot N3^2 - m13^2 \cdot Lm - m23^2 \cdot Lf2$

--> $Lf3 = 0$

Annexe DE3 : Identification du transformateur

Etude théorique de la structure MET

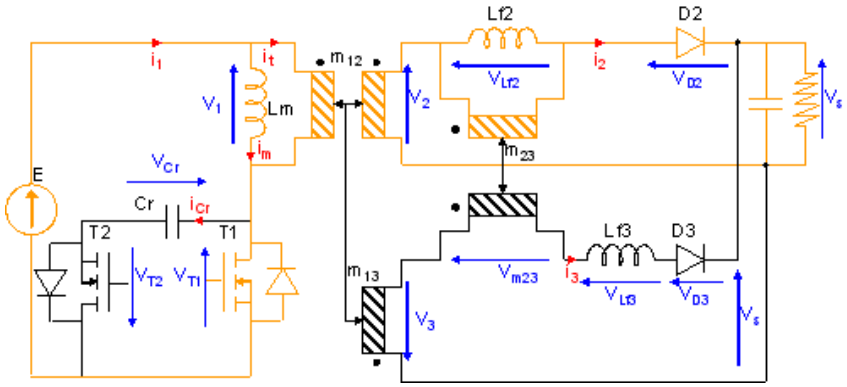


Afin de déterminer chaque grandeurs de la structure et comprendre son fonctionnement, on a besoin de faire une étude préalable de la structure analytiquement.

1. Description des phases

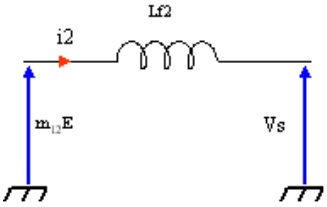
1.1. Phase 1

T1 ON D2 ON D3 OFF



tensions transformateur : $V1_1(t) = E$ --> $V2_1(t) = m12 \cdot E$

courant de sortie : on obtient le schéma équivalent suivant :



--> $is_1(t) = i2_1(t) = \dfrac{m12 \cdot E - Vs}{Lf2} \cdot t + ismin$

ondulation courant de sortie : $\Delta Is_1 = \dfrac{m12 \cdot E - Vs}{Lf2} \cdot \alpha \cdot T$

courant de sortie min : $is_1min = Is - \dfrac{\Delta Is_1}{2}$

courant de sortie max : $is_1max = Is + \dfrac{\Delta Is_1}{2}$

courant de sortie : $is_1(t) = \dfrac{\Delta Is_1}{\alpha \cdot T} \cdot t + is_1min$

courant magnétisant : $im_1(t) = \int \frac{V1_1(t)}{Lm}\,dt = \frac{E}{Lm}\cdot t + immin$

remarque : immin reste à être déterminé. Cela sera fait par la suite au moment du dimensionnement.

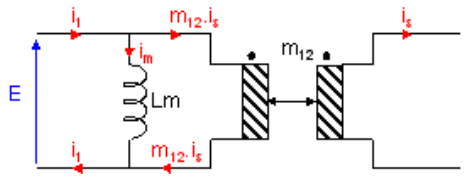
ondulation du courant magnétisant : $\Delta Im_1 = \frac{E}{Lm}\cdot\alpha\cdot T$

courant magnétisant : $im_1(t) = \frac{\Delta Im_1}{\alpha\cdot T}\cdot t + im_1min$

courant magnétisant min : $im_1min = im_1(0)$

courant de sortie max : $im_1max = im_1(\alpha\cdot T) = im_1min + \Delta Im_1$

courant primaire :

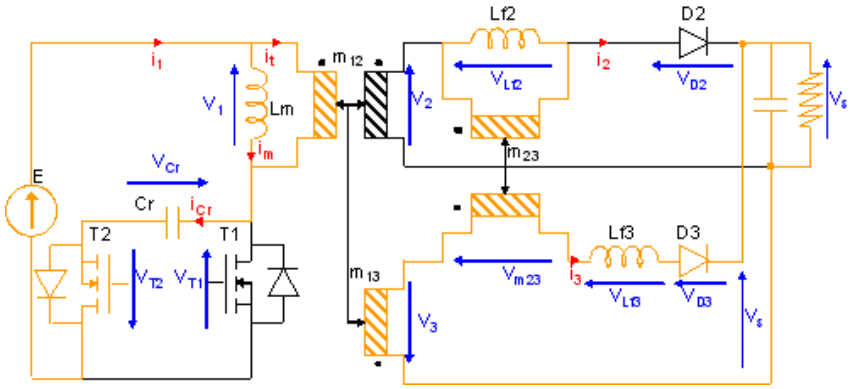


--> $i1_1(t) = im_1(t) + m12\cdot is_1(t)$

courant capacité : $ic_1(t) = 0\cdot A$

1.2. Phase 2

T1 OFF T2 ON D2 OFF D3 ON

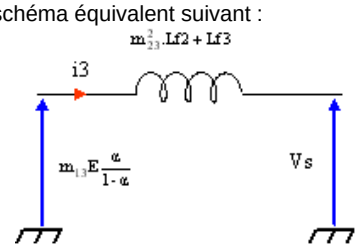


au primaire on se retrouve dans le cas d'un montage BOOST avec Vcr comme tension de sortie : $Vcr = \frac{E}{1-\alpha}$

tensions transformateur : $V1_2(t) = E - Vcr = -\frac{\alpha}{1-\alpha}E$ --> $V3_2(t) = -m13\frac{\alpha}{1-\alpha}E$

courant de sortie :

on obtient le schéma équivalent suivant :



--> $is_2(t) = i3_2(t) = \frac{m13\frac{\alpha}{1-\alpha}E - Vs}{m23^2\cdot Lf2 + Lf3}\cdot t + ismax$

ondulation courant de sortie : $\Delta Is_2 = \dfrac{m13\dfrac{\alpha}{1-\alpha}\cdot E - Vs}{m23^2\cdot Lf2}\cdot(1-\alpha)\cdot T$ rappel : $Lf3 = 0$

courant de sortie min : $is_2min = Is + \dfrac{\Delta Is_2}{2}$

courant de sortie max : $is_2max = Is - \dfrac{\Delta Is_2}{2}$

courant de sortie : $is_2(t) = \dfrac{\Delta Is_2}{(1-\alpha)\cdot T}\cdot t + is_2max$

courant magnétisant : $im_2(t) = \displaystyle\int \frac{V1_2(t)}{Lm}\,dt = \frac{-\dfrac{\alpha}{1-\alpha}E}{Lm}\cdot t + immin$

remarque : immax reste à être déterminé. Ce la sera fait par la suite au moment du dimensionnement.

ondulation du courant magnétisant : $\Delta Im_2 = \dfrac{E - Vcr}{Lm}\cdot(1-\alpha)\cdot T = -\alpha\cdot\dfrac{E}{Lm}\cdot T$

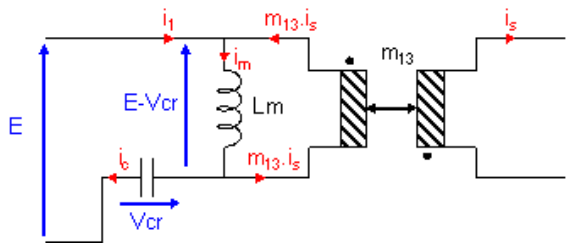
$\Delta Im_2 = -\alpha\cdot\dfrac{E}{Lm}\cdot T$

courant magnétisant : $im_2(t) = \dfrac{\Delta Im_2}{(1-\alpha)\cdot T}\cdot t + im_2max$

courant magnétisant min : $im_2min = im_2[(1-\alpha)\cdot T]$

courant magnétisant max : $im_2max = im_2(0) = im_2min + \Delta Im_2$

courant primaire :



--> $i1_2(t) = im_2(t) - m13\,is_2(t)$

courant capacité : $ic_2(t) = i1_2(t)$

1.3. Correspondance phase1/phase2

courant de sortie :

$is_1min = is_2min$

$is_1max = is_2max$

$\Delta Is_1 = -\Delta Is_2$ --> cette égalité nous permet d'exprimer la relation entre la tension d'entrée E et celle de sortie Vs

courant magnétisant :

$\Delta Im_1 = -\Delta Im_2 = \Delta Im$ $\Delta Im = \dfrac{E}{Lm}\cdot\alpha\cdot T$

$im_1min = im_2min = immin$

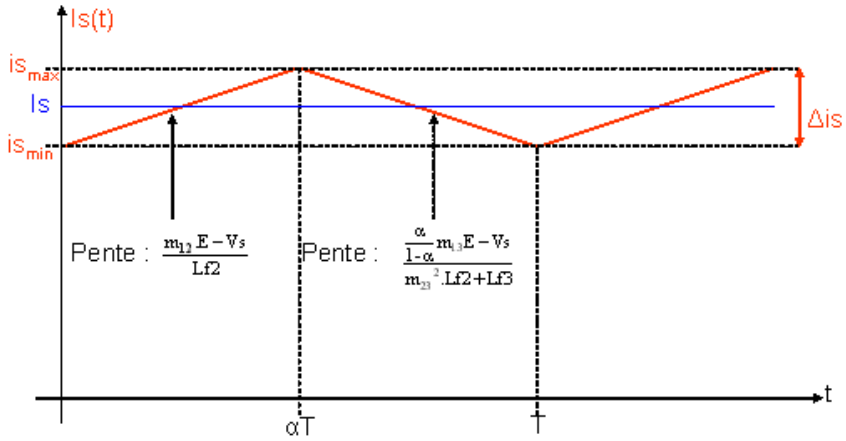
$im_1max = im_2max = immax$

2. Relation entrée/sortie

L'idée est d'établir la relation entrée/sortie en exprimant l'ondulation du courant de sortie dans chacune des phases et de les égaler.

évolution du courant de sortie :

Ce courant varie entre ismin et ismax et à une valeur moyen Is = 12A (cf cahier des charges).



calcul entrée/sortie :

$$\Delta Is = \Delta Is_1 = -\Delta Is_2 \quad \text{-->} \quad \frac{m12\,E - Vs}{Lf2}\cdot\alpha\cdot T = -\frac{m13\frac{\alpha}{1-\alpha}\cdot E - Vs}{m23^2\cdot Lf2}\cdot(1-\alpha)\cdot T$$

$$\text{-->} \quad m12\,m23^2\cdot E - m23^2\cdot Vs = -\left(m13\frac{\alpha}{1-\alpha}\cdot E - Vs\right)\cdot\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)$$

$$\text{-->} \quad m12\,m23^2\cdot E - m23^2\cdot Vs = \left(Vs - m13\frac{\alpha}{1-\alpha}\cdot E\right)\cdot\left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)$$

$$\text{-->} \quad \left(\frac{1-\alpha}{\alpha} + m23^2\right)\cdot Vs = \left(m12\,m23^2 + m13\right)\cdot E$$

si $m23 := 1$ --> $\left(\frac{1-\alpha}{\alpha} + 1\right)\cdot Vs = (m12 + m13)\cdot E$

$$\text{-->} \quad \left(\frac{1}{\alpha}\right)\cdot Vs = (m12 + m13)\cdot E$$

$$\text{-->} \quad Vs = (m13 + m12)\cdot\alpha\cdot E$$

hypothèse : pour la suite du dimensionnement nous considérerons le courant de sortie constant et égal à Is = 12A

La description du fonctionnement étant faite, nous devons maintenant exprimer les grandeurs max et min des courants.

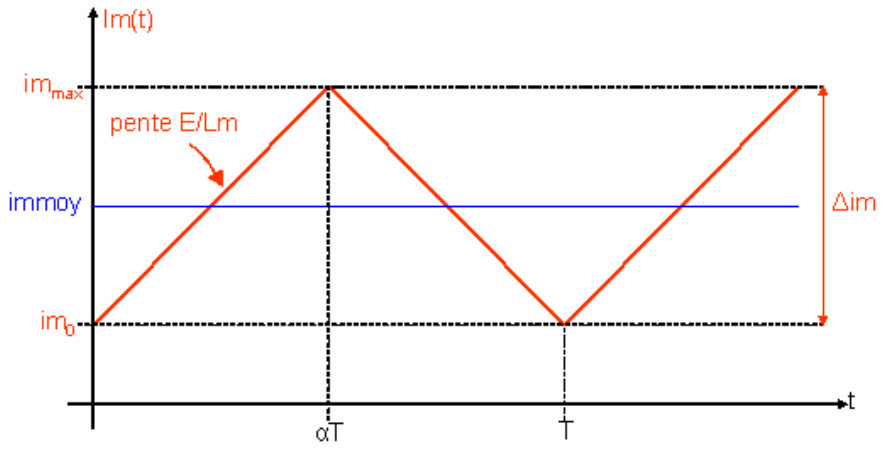
3. Détermination des limites

En déterminant le courant magnétisant max et min on pourra ensuite déterminer toutes les formes d'ondes des grandeurs physiques de la structure.

3.1. immax et immin

évolution du courant de magnétisant :

Ce courant varie entre immin et immax et à une valeur moyen Immoy dont les expressions analytiques restent à être déterminées. Suivant la phase la pente du courant magnétisant est connue. Il restera donc à déterminer immin immax et immoy en fonctions des paramètres de la structure.



calcul immax et immin:

sachant que le courant moyen circulant dans une capacité doit être nul, cela nous conduit à :

$$icmoy = 0$$

$$icmoy = \frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{\alpha\cdot T} ic_1(t)\,dt + \frac{1}{T}\cdot\int_{\alpha\cdot T}^{T} ic_2(t-\alpha\cdot T)\,dt$$

$$icmoy = 0 + \frac{1}{T}\cdot\int_{\alpha\cdot T}^{T} ic_2(t-\alpha\cdot T)\,dt = \frac{1}{T}\cdot\int_{\alpha\cdot T}^{T} i1_2(t-\alpha\cdot T)\,dt = \frac{1}{T}\cdot\int_{\alpha\cdot T}^{T} im_2(t-\alpha\cdot T) - m13\,is_2(t-\alpha\cdot T)\,dt$$

$$icmoy = \frac{1}{T}\cdot\int_{\alpha\cdot T}^{T} -\frac{\Delta Im}{(1-\alpha)\cdot T}\cdot(t-\alpha\cdot T) + immax - m13\left[-\frac{\Delta Is}{(1-\alpha)\cdot T}\cdot(t-\alpha\cdot T) + Is + \frac{\Delta Is}{2}\right]dt$$

$$icmoy = \frac{1}{T}\cdot\int_{\alpha\cdot T}^{T} \frac{m13\,\Delta Is - \Delta Im}{(1-\alpha)\cdot T}\cdot t + \left(immax - m13\,\Delta Is\cdot\frac{\alpha}{1-\alpha} - m13\,Is - m13\frac{\Delta Is}{2} + \Delta Im\cdot\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)dt$$

$$icmoy = \frac{1}{T}\cdot\left[\frac{m13\,\Delta Is - \Delta Im}{2\cdot(1-\alpha)\cdot T}\cdot\left(T^2 - \alpha^2\cdot T^2\right) + \left(immax - m13\,\Delta Is\cdot\frac{\alpha}{1-\alpha} - m13\,Is - m13\frac{\Delta Is}{2} + \Delta Im\cdot\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)\cdot(T-\alpha\cdot T)\right]$$

$$icmoy = \frac{m13\,\Delta Is - \Delta Im}{2\cdot(1-\alpha)}\cdot\left(1-\alpha^2\right) + \left(immax - m13\,\Delta Is\cdot\frac{\alpha}{1-\alpha} - m13\,Is - m13\frac{\Delta Is}{2} + \Delta Im\cdot\frac{\alpha}{1-\alpha}\right)\cdot(1-\alpha)$$

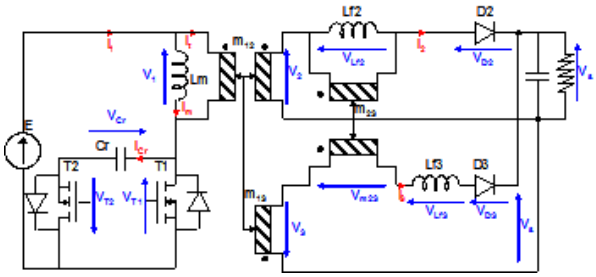
$$icmoy = m13\frac{\Delta Is}{2}\cdot\left[\frac{1-\alpha^2}{1-\alpha} - (1-\alpha) - 2\cdot\alpha\right] + \frac{\Delta Im}{2}\cdot\left(2\cdot\alpha - \frac{1-\alpha^2}{1-\alpha}\right) + immax(1-\alpha) - m13\,Is\cdot(1-\alpha)$$

$$icmoy = \left(immax - m13\,Is - \frac{\Delta Im}{2}\right)\cdot(1-\alpha)$$

$$icmoy = 0 \qquad immax = m13\,Is + \frac{\Delta Im}{2}$$

$$immin = immax - \Delta Im$$

Dimensionnement de la structure MET



1. Cahier des charges

tension d'entrée : $E := 50 \cdot V$

rapport cyclique : $\alpha := 0.5$

fréquence de découpage : $F := 250 \cdot kHz$

période de découpage : $T := \frac{1}{F}$ $\quad T = 4 \times 10^{-6} s$

puissance de sortie : $Ps := 60 \cdot W$

tension de sortie : $Vs := 5 \cdot V$

courant de sortie : $Is := \frac{Ps}{Vs}$ $\quad Is = 12A$

relation entre Vcr et E : $Vcr := \frac{E}{1-\alpha}$ $\quad Vcr = 100V$

champ magnétique maximal : $Bmax := 0.2 \cdot tesla$

coefficients de bobinage : $Kb1 := 3$ $\quad Kb2 := 3$ $\quad Kb3 := 3$

densités de courant : $J1 := 10 \cdot 10^6 \cdot \frac{A}{m^2}$ $\quad J2 := 10 \cdot 10^6 \cdot \frac{A}{m^2}$ $\quad J3 := 10 \cdot 10^6 \cdot \frac{A}{m^2}$

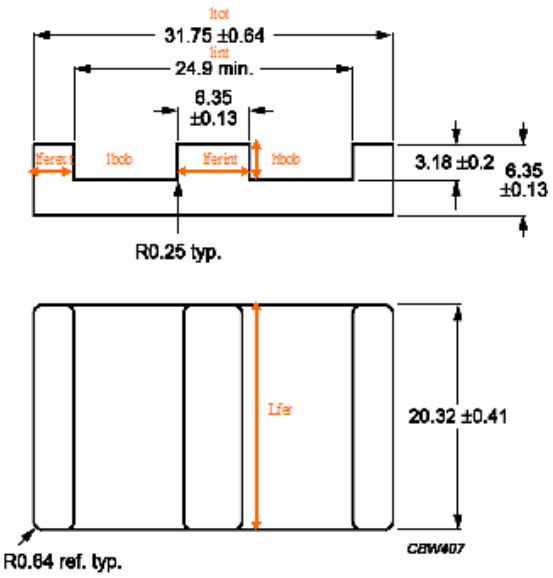
permittivité del'air : $\mu 0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$

Afin de déterminer chaque paramètres du transformateur, on se base sur le choix d'un pot pour ce dernier.

2. Les noyaux magnétiques

2.1. Les noyaux disponibles

Dans une optique d'intégration on se restreindra au noyau planar



datasheet =

"Pot"	"Lext(mm)"	"tol_Lext(mm)"	"Lint(mm)"	"tol_Lint(mm)"	"Lferint(mm)"	"tol_Lferint(mm)"	"Hbob(mm)"	"tol_Hbob(mm)"	"Prof_fer(mm)"	"tol_Prof_fer(mm)"	"Hbarre (mm)"	"Hfer (mm)"	"µr"
"E14/3,5/5"	14	0.3	11	0.25	3	0.05	2	0.1	5	0.1	1.5	3.5	1.2×10^{3}
"E18/4/10"	18	0.35	14	0.3	4	0.1	2	0.1	10	0.2	2	4	1.27×10^{3}
"E22/6/16"	21.8	0.4	16.8	0.4	5	0.1	3.2	0.1	15.8	0.3	2.5	5.7	1.32×10^{3}
"E32/6/20"	31.75	0.64	24.9	0	6.35	0.13	3.18	0.2	20.32	0.41	3.18	6.35	1.49×10^{3}
"E38/8/25"	38.1	0.76	30.23	0	7.6	0.2	4.45	0.13	25.4	0.51	3.81	8.26	1.52×10^{3}
"E43/10/28"	43.2	0.9	34.7	0	8.1	0.2	5.4	0.13	27.9	0.6	4.1	9.5	1.56×10^{3}
"E58/11/39"	58.4	1.2	50	0	8.1	0.2	6.5	0.13	38.1	0.8	4.1	10.5	1.62×10^{3}
"E64/10/50"	64	1.3	53.8	1.1	10.2	0.2	5.1	0.13	50.8	1	5.08	10.2	1.63×10^{3}

2.2. Choix du noyau

numéro du pot choisi : rentrer un numéro entre 1 à 8 correspondant aux noyaux proposés ci-dessus : $RefPot := 5$

référence correspondante : $\left(datasheet^{\langle 0\rangle}\right)_{RefPot} = \text{"E38/8/25"}$

2.3. Dimensions du pot choisi

largeur extérieure : $Lext := \left(datasheet^{\langle 1\rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$ $\quad Lext = 38.1mm$

tolérance :+ ou - $tol_Lext := \left(datasheet^{\langle 2\rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$

$Lextmax := Lext + tol_Lext$ $\quad Lextmax = 38.86mm$

$Lextmin := Lext - tol_Lext$ $\quad Lextmin = 37.34mm$

largeur intérieure : (2*Lbob+Lferint): $Lint := \left(datasheet^{\langle 3\rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$ $\quad Lint = 30.23mm$

tolérance :+ ou - $tol_Lint := \left(datasheet^{\langle 4\rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$

$Lintmax := Lint + tol_Lint$ $\quad Lintmax = 30.23mm$

$Lintmin := Lint - tol_Lint$ $\quad Lintmin = 30.23mm$

largeur du fer intérieure : $Lferint := \left(datasheet^{\langle 5\rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$ $\quad Lferint = 7.6mm$

tolérance :+ ou - $tol_Lferint := \left(datasheet^{\langle 6\rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$

$Lferintmax := Lferint + tol_Lferint$ $\quad Lferintmax = 7.8mm$

$Lferintmin := Lferint - tol_Lferint$ $\quad Lferintmin = 7.4mm$

largeur du fer extérieure :

$$Lferext := \frac{Lext - Lint}{2} \qquad Lferext = 3.935mm$$

$$Lferextmax := \frac{Lextmax - Lintmin}{2} \qquad Lferextmax = 4.315mm$$

$$Lferextmin := \frac{Lextmin - Lintmax}{2} \qquad Lferextmin = 3.555mm$$

largeur de la fenêtre de bobinage : $Lbob := \frac{Lint - Lferint}{2}$ $Lbob = 11.315mm$

$Lbobmax := \frac{Lintmax - Lferintmin}{2}$ $Lbobmax = 11.415mm$

$Lbobmin := \frac{Lintmin - Lferintmax}{2}$ $Lbobmin = 11.215mm$

hauteur de la fenêtre du bobinage : $Hbob := \left(datasheet^{\langle 7 \rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$ $Hbob = 4.45mm$

tolérance :+ ou - $tol_Hbob := \left(datasheet^{\langle 8 \rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$

$Hbobmax := Hbob + tol_Hbob$ $Hbobmax = 4.58mm$

$Hbobmin := Hbob - tol_Hbob$ $Hbobmin = 4.32mm$

profondeur du fer : $Profondeur_fer := \left(datasheet^{\langle 9 \rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$ $Profondeur_fer = 25.4mm$

tolérance :+ ou - $tol_Profondeur_fer := \left(datasheet^{\langle 10 \rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$

$Profondeur_fermax := Profondeur_fer + tol_Profondeur_fer$ $Profondeur_fermax = 25.91mm$

$Profondeur_fermin := Profondeur_fer - tol_Profondeur_fer$ $Profondeur_fermin = 24.89mm$

surface de bobinage du pot choisi : $Sbob := Hbob \cdot Lbob$ $Sbob = 50.352 \times 10^{-6} m^2$

section de fer extérieur : $Aeext := Lferext \cdot Profondeur_fer$ $Aeext = 99.949 \times 10^{-6} m^2$

section de fer intérieur : $Aeint := Lferint \cdot Profondeur_fer$ $Aeint = 193.04 \times 10^{-6} m^2$

produits AeSb du pot : $AeextSbpot := Sbob \cdot Aeext$ $AeextSbpot = 5.033 \times 10^{-9} m^4$

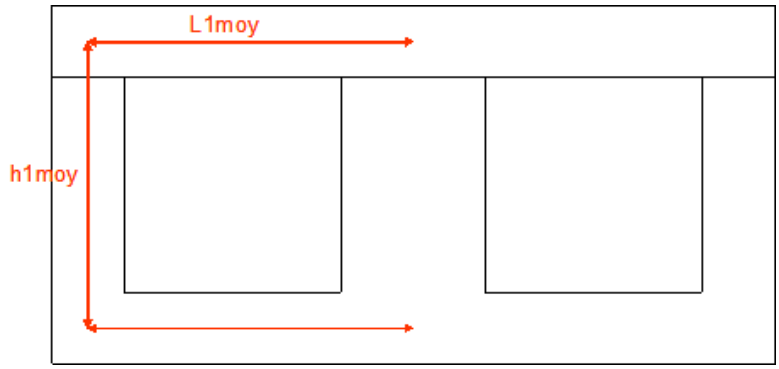
$AeintSbpot := Sbob \cdot Aeint$ $AeintSbpot = 9.72 \times 10^{-9} m^4$

hauteur de la barre : $Hbarre := \left(datasheet^{\langle 11 \rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$ $Hbarre = 3.81mm$

hauteur du fer : $Hfer := \left(datasheet^{\langle 12 \rangle}\right)_{RefPot} \cdot mm$ $Hfer = 8.26mm$

3. Calcul des réluctances

3.1. Réluctance R1 et R2



calcul du chemin moyen :

$L1moy := \frac{Lext}{2} - \frac{Lferext}{2}$ $\qquad L1moy = 17.082mm$

$h1moy := Hfer - \frac{Hfer - Hbob}{2} + \frac{Hbarre}{2}$ $\qquad h1moy = 8.26mm$

$chemin1moy := 2 \cdot L1moy + h1moy$ $\qquad chemin1moy = 42.425mm$

permittivité du fer : $\mu r := \left(datasheet^{\langle 13 \rangle}\right)_{RefPot}$ $\qquad \mu r = 1.52 \times 10^{3}$ (3F3)

expression de la réluctance primaire : $R1 := \frac{chemin1moy}{Lferext \cdot Profondeur_fer} \cdot \frac{1}{\mu 0 \cdot \mu r} \cdot \frac{m}{H}$

réluctance R2 : par symétrie géométrique $\quad R2 := R1$

A.N : $R1 = 2.222 \times 10^{5} \frac{s^2 A^2}{kg\, m^2}$ $\qquad R2 = 2.222 \times 10^{5} \frac{s^2 A^2}{kg\, m^2}$

3.2. Réluctance R3

hypothèses : on considère $N3 = N2$ soit $m23 = 1$

relation entrée sortie :

on obtient la relation entrée sortie de 2 manières différentes :

- soit en prenant les 2 expressions de l'ondulation du courant de sortie : $m12 + m13 = \frac{Vs}{\alpha \cdot E}$

- soit en prenant les expressions littérales de m12 et m13 : $m12 = \frac{N2}{N1} \cdot \frac{R3}{(R2 + R3)}$ $\quad m13 = \frac{N3}{N1} \cdot \frac{R2}{(R2 + R3)}$

--> $m12 + m13 = \frac{N2}{N1} \cdot \frac{R3}{R2 + R3} + \frac{N3}{N1} \cdot \frac{R2}{R2 + R3}$

$N2 = N3$ --> $m12 + m13 = \frac{N2}{N1} \cdot \frac{R3}{R2 + R3} + \frac{N2}{N1} \cdot \frac{R2}{R2 + R3}$

--> $m12 + m13 = \frac{N2}{N1} \cdot \frac{R2 + R3}{R2 + R3}$ --> $m12 + m13 = \frac{N2}{N1}$

Les nombres de spires n'étant pas encore detérminés, nous utiliserons la première relation indépendante de ceux-ci. Le cahier des charges fixées permet de déterminer analytiquement la somme m12+m13 :

$som_m12m13 := \frac{Vs}{\alpha \cdot E}$ $\qquad som_m12m13 = 0.2$

expression de immax :

rappel : $immax = m13 Is + \frac{\Delta Im}{2}$ avec $\Delta Im = \frac{E}{Lm} \cdot \alpha \cdot T$ et $m13 = \frac{N3}{N1} \cdot \frac{R2}{(R2 + R3)}$

--> $immax = \frac{N3}{N1} \cdot \frac{R2}{R2 + R3} \cdot Is + \frac{E \cdot \alpha \cdot T}{2Lm}$

si $N2 = N3$ --> $immax = \frac{N2}{N1} \cdot \frac{R2}{R2 + R3} \cdot Is + \frac{E \cdot \alpha \cdot T}{2Lm}$

expression de la section du fer :

$$V1(t) = Lm \cdot \frac{d}{dt} im(t) \quad \text{-->} \quad \Phi(t) = \frac{Lm}{N1} \cdot im(t)$$

$$\Phi(t) = Lm \cdot im(t) \qquad \Phi(t) = B(t) \cdot Sfer \quad \text{-->} \quad B(t) = \frac{\Phi(t)}{Sfer} = \frac{Lm \cdot im(t)}{N1 \cdot Sfer}$$

$$\text{-->} \quad Sfer = \frac{Lm \cdot im(t)}{N1 \cdot B(t)}$$

Bmax est une donnée caractéristique du noyau fourni par le constructeur. En conséquent, on a besoin d'exprimer la section du fer en fonction de Bmax :

$$\text{-->} \quad Sfer = \frac{Lm \cdot immax}{N1 \cdot Bmax}$$

relation de R3 :

on cherche à établir une relation de la réluctance R3 en fonction des paramètres de la structure et du cahier des charges.

$$\text{-->} \quad Sfer = \frac{Lm \cdot immax}{N1 \cdot Bmax}$$

$$\text{-->} \quad Sfer = \frac{N2}{N1^2} \cdot \frac{R2}{R2 + R3} \cdot \frac{Is \cdot Lm}{Bmax} + \frac{E \cdot \alpha \cdot T}{2 \cdot N1 \cdot Bmax} \quad \text{avec} \quad Lm = \frac{R2 + R3}{Req} \cdot N1^2$$

si $R1 = R2$ --> $Req = R1 \cdot R2 + R1 \cdot R3 + R2 \cdot R3 = R2^2 + 2 \cdot R2 R3 = R2 \cdot (R2 + 2 \cdot R3)$

$$\text{-->} \quad Sfer = \frac{N2}{R2 + 2 \cdot R3} \cdot \frac{Is}{Bmax} + \frac{E \cdot \alpha \cdot T}{2 \cdot N1 \cdot Bmax}$$

$$2N1\, Sfer \cdot Bmax - E \cdot \alpha \cdot T = \frac{2 \cdot som_m12m13\, N1^2}{R2 + 2R3} Is$$

$$R3(N1) := \frac{som_m12m13\, N1^2 \cdot Is}{2 \cdot Bmax\, Aeext \cdot N1 - E \cdot \alpha \cdot T} - \frac{R2}{2}$$

choix du nombre de spire primaire :

on choisit un nombre de spire primaire : $N1 := 10$

valeur de R3 nécessaire : $R3 := R3(N1)$

$$R3 = 6.894 \times 10^5 \frac{s^2 A^2}{kg\, m^2}$$

Le circuit magnétique est dimensionné, ce dernier est établi à partir de la limite Bmax donnée par le constructeur du noyau. Toutefois il reste une contrainte que nous avons mise à l'écart de façon à aboutir à une solution de dimensionnement qui est à vérifier maintenant. C'est l'ondulation de courant de sortie.

4. Vérification de l'ondulation de sortie

ΔIs souhaitée:

nous fixons une ondulation de sortie maximale autorisée : $ondIs := 0.1$

soit $\Delta Ismax := ondIs \cdot Is$ $\quad \Delta Ismax = 1.2A$

ΔIs calculée :

rappel : $\Delta Is = \frac{m12 \cdot E - Vs}{Lf2} \cdot \alpha \cdot T$

avec : $m12 = \frac{N2}{N1} \cdot \frac{R3}{(R2 + R3)}$ $\quad Lf2 = \frac{N2^2}{R2 + R3}$

--> $\Delta Is = \frac{\frac{N2}{N1} \cdot \frac{R3}{(R2 + R3)} \cdot E - Vs}{\frac{N2^2}{R2+R3}} \cdot \alpha \cdot T = \frac{\frac{N2}{N1} \cdot R3 \cdot E - Vs \cdot (R2 + R3)}{N2^2} \cdot \alpha \cdot T$ avec $N2 = som_m12m13 \cdot N1$

--> $\Delta Is := \frac{som_m12m13 \cdot R3 \cdot E - Vs \cdot (R2 + R3)}{som_m12m13^2 \cdot N1^2} \cdot \alpha \cdot T$ $\quad \Delta Is = 1.168A$

vérification ΔIs :

$vérification_ond_Is := \begin{cases} "OK" & \text{if } \Delta Ismax > \Delta Is \\ "KO" & \text{otherwise} \end{cases}$ $\quad vérification_ond_Is = "OK"$

si cette contrainte n'est pas vérifiée, il y a 2 paramêtres sur lesquels nous pouvons agir, changer de noyau et changer le nombre de spires primaire qui a été préalablement fixé. Si en revanche elle est vérifiée nous pouvons poursuivre le dimensionnement avec le calcul des autres paramètres de la structure.

5. Les nombres de spires

nombre de spires primaire N1 : $N1 = 10$

nombre de spires secondaire N2 : $N2 := N1 \cdot som_m12m13$ $\quad N2 = 2$

nombre de spires tertiaire N3 :

on a fait l'hypothèse suivante : $m23 := 1$ soit $N3 := N2$ $\quad N3 = 2$

6. Les rapports de transformation

rapport m12 : $m12 := \frac{R3}{R2 + R3} \cdot \frac{N2}{N1}$ $\quad m12 = 0.151$

rapport m13 : $m13 := \frac{R2}{R2 + R3} \cdot \frac{N3}{N1}$ $\quad m13 = 0.049$

vérification de la somme m12+m13 : $m12 + m13 = 0.2$

$\frac{Vs}{E \cdot \alpha} = 0.2$

rapport m23 : $m23 := \frac{N3}{N2}$ $\quad m23 = 1$

7. Calcul des inductances du modèle du transformateur

$Req := R1 \cdot R2 + R1 \cdot R3 + R2 \cdot R3$

inductance magnétisante : $Lm := \frac{R2 + R3}{Req} \cdot N1^2$ $Lm = 256.227\mu H$

inductance de fuite secondaire $Lf2 := \frac{N2^2}{R2 + R3}$ $Lf2 = 4.388\mu H$

inductance de fuite tertiaire :inductance de fuite tertiaire : $Lf3 := 0 \cdot \mu H$

8. Calcul entrefer

expression réluctance de jambe centrale : $R3fer(e) := \frac{h1moy - e}{Lferint \cdot Profondeur_fer} \cdot \frac{1}{\mu 0 \cdot \mu r} \cdot \frac{m}{H}$

expression réluctance R3 de l'entrefer : $R3 = R3fer + R3e$

expression réluctance de l'entrefer : $R3e(e) := R3 - R3fer(e)$

$$R3e(e) = \frac{e}{Lferint \cdot Profondeur_fer} \cdot \frac{1}{\mu 0} \cdot \frac{m}{H}$$

calcul de l'entrefer :

$$\frac{e}{Lferint \cdot Profondeur_fer} \cdot \frac{1}{\mu 0} \cdot \frac{m}{H} = R3 - R3fer(e)$$

$$\frac{e}{Lferint \cdot Profondeur_fer} \cdot \frac{1}{\mu 0} \cdot \frac{m}{H} = R3(N1t) - \frac{h1moy - e}{Lferint \cdot Profondeur_fer} \cdot \frac{1}{\mu 0 \cdot \mu r} \cdot \frac{m}{H}$$

$$e := \frac{R3 \cdot Lferint \cdot Profondeur_fer \cdot \mu 0 \cdot \mu r \cdot \frac{H}{m} - h1moy}{\mu r - 1} \qquad e = 0.162mm$$

9. Formes d'ondes et valeurs numériques

9.1. Les courants

9.1.1. courant de sortie

ondulation du courant de sortie : $\Delta Is = 1.168A$

courant de sortie minimal : $ismin := Is - \frac{\Delta Is}{2}$ $ismin = 11.416A$

courant de sortie maximal : $ismax := Is + \frac{\Delta Is}{2}$ $ismax = 12.584A$

expression temporelle du courant de sortie dans la phase 1 : $is_1(t) := \frac{\Delta Is}{\alpha \cdot T} \cdot t + ismin$

expression temporelle du courant de sortie dans la phase 2 : $is_2(t) := -\frac{\Delta Is}{(1 - \alpha) \cdot T} \cdot t + ismax$

$$is(t) := \begin{cases} is_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ is_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ is(t - T) & \text{if } t \ge T \\ is(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

91.2. courant magnétisant

ondulation du courant magnétisant : $\Delta Im := \frac{E}{Lm} \cdot \alpha \cdot T$

courant magnétisant max : $immax := m13 \cdot Is + \frac{\Delta Im}{2}$ $immax = 0.78A$

courant magnétisant min : $immin := immax - \Delta Im$ $immin = 0.39A$

expression temporelle du courant magnétisant dans la phase 1 : $im_1(t) := \frac{\Delta Im}{\alpha \cdot T} \cdot t + immin$

expression temporelle du courant magnétisant dans la phase 2 : $im_2(t) := -\frac{\Delta Im}{(1 - \alpha) \cdot T} \cdot t + immax$

$$im(t) := \begin{cases} im_1(t) & \text{if } 0 \le t \le \alpha \cdot T \\ im_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t \le T \\ im(t - T) & \text{if } t \ge T \\ im(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.1.3. courant primaire

courant primaire à t = 0+ : $i1_1_0plus := im_1(0 \cdot s) + m12 \cdot is_1(0 \cdot s)$ $i1_1_0plus = 2.117A$

courant primaire à t = aT- : $i1_1_alphaTmoins := im_1(\alpha \cdot T) + m12 \cdot is_1(\alpha \cdot T)$ $i1_1_alphaTmoins = 2.683A$

courant primaire à t = aT+ : $i1_2_alphaTplus := im_2(0 \cdot s) - m13 \cdot is_2(0 \cdot s)$ $i1_2_alphaTplus = 0.167A$

courant primaire à t = T : $i1_2_Tmoins := im_2[(1 - \alpha) \cdot T] - m13 \cdot is_2[(1 - \alpha) \cdot T]$ $i1_2_Tmoins = -0.167A$

expression temporelle du courant magnétisant phase 1 : $i1_1(t) := im_1(t) + m12 \cdot is_1(t)$

expression temporelle du courant magnétisant phase 2 : $i1_2(t) := im_2(t) - m13 \cdot is_2(t)$

$$i1(t) := \begin{cases} i1_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ i1_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ i1(t - T) & \text{if } t \ge T \\ i1(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.1.4. courant secondaire

courant secondaire minimal : $i2min := ismin$ $i2min = 11.416A$

courant secondaire maximal : $i2max := ismax$ $i2max = 12.584A$

expression temporelle du courant secondaire dans la phase 1 : $i2_1(t) := is_1(t)$

expression temporelle du courant secondaire dans la phase 2 : $i2_2(t) := 0 \cdot A$

$$i2(t) := \begin{cases} i2_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ i2_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ i2(t - T) & \text{if } t \ge T \\ i2(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.1.5. courant tertiaire

courant tertiaire minimal : $i3min := ismin$ $i3min = 11.416A$

courant tertiaire maximal : $i3max := ismax$ $i3max = 12.584A$

expression temporelle du courant tertiaire dans la phase 1 : $i3_1(t) := 0 \cdot A$

expression temporelle du courant tertiaire dans la phase 2 : $i3_2(t) := is_2(t)$

$$i3(t) := \begin{cases} i3_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ i3_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ i3(t - T) & \text{if } t \ge T \\ i3(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.1.6. courant dans la capacité

courant minimal : $icmin := i1_2_Tmoins$ $icmin = -0.167A$

courant maximal : $icmax := i1_2_alphaTplus$ $icmax = 0.167A$

expression temporelle du courant dans la capacité phase 1 : $ic_1(t) := 0 \cdot A$

expression temporelle du courant dans la capacité phase 2 : $ic_2(t) := i1_2(t)$

$$ic(t) := \begin{cases} ic_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ ic_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ ic(t - T) & \text{if } t \ge T \\ ic(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.1.7. courant dans l'interrupteur T1

courant minimal : $it1min := i1_1_0plus$ $it1min = 2.117A$

courant maximal : $it1max := i1_1_alphaTmoins$ $it1max = 2.683A$

expression temporelle du courant dans T1 phase 1 : $it1_1(t) := i1_1(t)$

expression temporelle du courant dans T1 phase 2 : $it1_2(t) := 0 \cdot A$

$$it1(t) := \begin{cases} it1_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ it1_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ it1(t - T) & \text{if } t \ge T \\ it1(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.1.8. courant dans l'interrupteur T2

courant minimal : $it2min := -icmax$ $it2min = -0.167A$

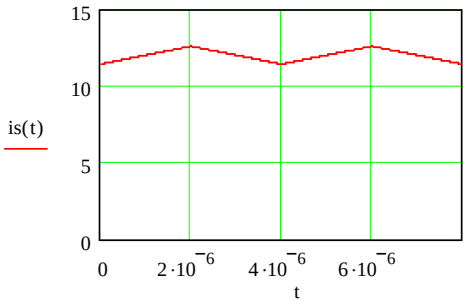
courant maximal : $it2max := -icmin$ $it2max = 0.167A$

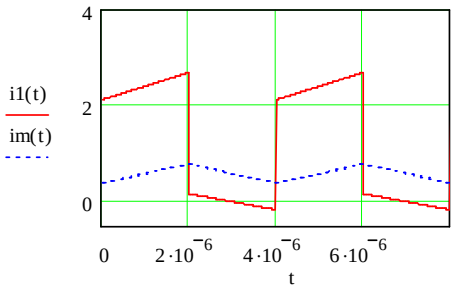
expression temporelle du courant dans T1 phase 1 : $it2_1(t) := 0 \cdot A$

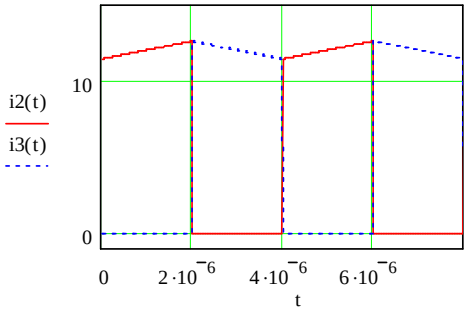
expression temporelle du courant dans T1 phase 2 : $it2_2(t) := -i1_2(t)$

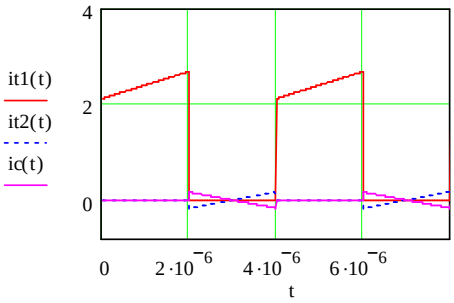
$$it2(t) := \begin{cases} it2_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ it2_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ it2(t - T) & \text{if } t \ge T \\ it2(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.1.9. Graphe des courants









9.2. Les tensions

$t := 0 \cdot s, 1 \cdot 10^{-9} \cdot s .. 2 \cdot T$

9.2.1. tension interrupteur 1

expression temporelle du courant dans T1 phase 1 : $Vt1_1(t) := 0 \cdot V$

expression temporelle du courant dans T1 phase 2 : $Vt1_2(t) := Vcr$

tension max dans T1 : $Vt1max := Vt1_2(0.s)$ $Vt1max = 100V$

$$Vt1(t) := \begin{cases} Vt1_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ Vt1_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ Vt1(t - T) & \text{if } t \ge T \\ Vt1(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.2.2. tension interrupteur 2

expression temporelle du courant dans T2 phase 1 : $Vt2_1(t) := Vcr$

expression temporelle du courant dans T2 phase 2 : $Vt2_2(t) := 0 \cdot V$

tension max dans T2 : $Vt2max := Vt2_1(0.s)$ $Vt2max = 100V$

$$Vt2(t) := \begin{cases} Vt2_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ Vt2_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ Vt2(t - T) & \text{if } t \ge T \\ Vt2(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.2.3. tension enroulement 1

expression temporelle V1(t) phase 1 : $V1_1(t) := E - Vt1_1(t)$

expression temporelle V1(t) phase 2 : $V1_2(t) := E - Vt1_2(t)$

$$V1(t) := \begin{cases} V1_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ V1_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ V1(t - T) & \text{if } t \ge T \\ V1(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.2.3. tension enroulement 2

expression temporelle V2(t) phase 1 : $V2_1(t) := m12 \cdot V1_1(t)$

expression temporelle V2(t) phase 2 : $V2_2(t) := m12 \cdot V1_2(t)$

$$V2(t) := \begin{cases} V2_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ V2_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ V2(t - T) & \text{if } t \ge T \\ V2(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.2.4. tension enroulement 3

expression temporelle V3(t) phase 1 : $V3_1(t) := m13 \cdot V1_1(t)$

expression temporelle V3(t) phase 2 : $V3_2(t) := m13 \cdot V1_2(t)$

$$V3(t) := \begin{cases} V3_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ V3_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ V3(t - T) & \text{if } t \ge T \\ V3(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.2.5. tension aux bornes de Lf2

expression temporelle VLf2(t) phase 1 : $Vlf2_1(t) := m12 \cdot V1_1(t) - Vs$

expression temporelle VLf2(t) phase 2 : $Vlf2_2(t) := \dfrac{-m13 \cdot V1_2(t) - Vs}{m23}$

$$Vlf2(t) := \begin{cases} Vlf2_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ Vlf2_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ Vlf2(t - T) & \text{if } t \ge T \\ Vlf2(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.2.6. tension diode D2

expression temporelle du courant dans D2 phase 1 : $Vd2_1(t) := V2_1(t) - Vs - Vlf2_1(t)$

expression temporelle du courant dans D2 phase 2 : $Vd2_2(t) := V2_2(t) - Vs - Vlf2_2(t)$

tension max dans D2 : $Vd2invmax := -Vd2_2(0.s)$ $\quad Vd2invmax = 10\,V$

$$Vd2(t) := \begin{cases} Vd2_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ Vd2_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ Vd2(t - T) & \text{if } t \ge T \\ Vd2(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.2.7. tension diode D3

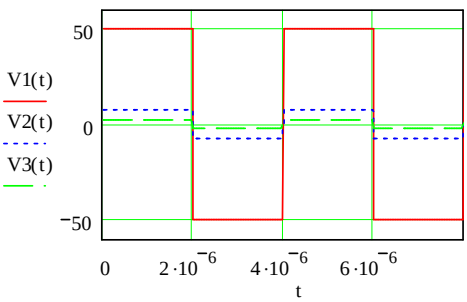
expression temporelle du courant dans D3 phase 1 : $Vd3_1(t) := -V3_1(t) - Vs - m23 \cdot Vlf2_1(t)$

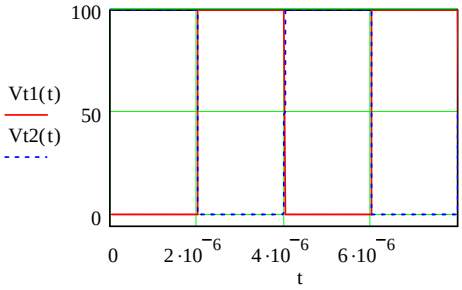
expression temporelle du courant dans D3 phase 2 : $Vd3_2(t) := -V3_2(t) - Vs - m23 \cdot Vlf2_2(t)$

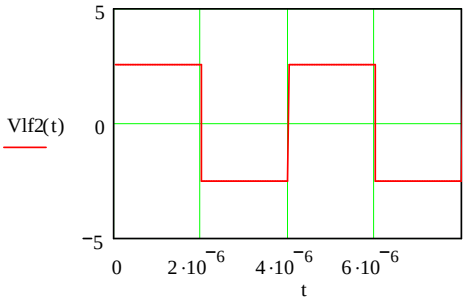
tension max dans D3 : $Vd3invmax := -Vd3_1(0.s)$ $\quad Vd3invmax = 10\,V$

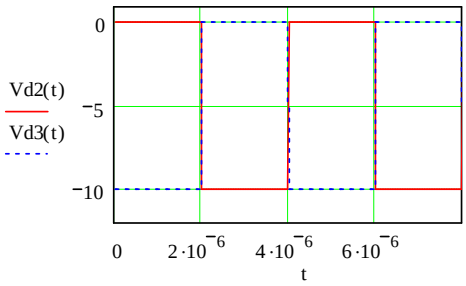
$$Vd3(t) := \begin{cases} Vd3_1(t) & \text{if } 0 \le t < \alpha \cdot T \\ Vd3_2(t - \alpha \cdot T) & \text{if } \alpha \cdot T \le t < T \\ Vd3(t - T) & \text{if } t \ge T \\ Vd3(t + T) & \text{if } t < 0 \end{cases}$$

9.2.8. graphes des tensions









9.3. Les flux et le champ magnétique

rappel :

expression de la matrice inductance : $\begin{pmatrix} \Phi 1(t) \\ \Phi 2(t) \\ \Phi 3(t) \end{pmatrix} = M \cdot \begin{pmatrix} i1(t) \\ i2(t) \\ i3(t) \end{pmatrix}$

$$\begin{pmatrix} \Phi 1(t) \\ \Phi 2(t) \\ \Phi 3(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R2 + R3}{Req} \cdot N1 & -\frac{R3}{Req} \cdot N2 & \frac{R2}{Req} \cdot N3 \\ -\frac{R3}{Req} \cdot N1 & \frac{R1 + R3}{Req} \cdot N2 & \frac{R1}{Req} \cdot N3 \\ \frac{R2}{Req} \cdot N1 & \frac{R1}{Req} \cdot N2 & \frac{R1 + R2}{Req} \cdot N3 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i1(t) \\ i2(t) \\ i3(t) \end{pmatrix}$$

$$M := \begin{pmatrix} \frac{R2 + R3}{Req} \cdot N1 & -\frac{R3}{Req} \cdot N2 & \frac{R2}{Req} \cdot N3 \\ -\frac{R3}{Req} \cdot N1 & \frac{R1 + R3}{Req} \cdot N2 & \frac{R1}{Req} \cdot N3 \\ \frac{R2}{Req} \cdot N1 & \frac{R1}{Req} \cdot N2 & \frac{R1 + R2}{Req} \cdot N3 \end{pmatrix}$$

9.3.1. flux primaire

flux primaire : $\Phi 1(t) := M_{0,0} \cdot i1(t) + M_{0,1} \cdot i2(t) + M_{0,2} \cdot i3(t)$

flux primaire à t = 0 : $\Phi 1(0 \cdot s) = 9.99 \times 10^{-6} Wb$

flux primaire à t = aT : $\Phi 1(\alpha \cdot T) = 19.99 \times 10^{-6} Wb$

9.3.2. flux secondaire

flux secondaire : $\Phi 2(t) := M_{1,0} \cdot i1(t) + M_{1,1} \cdot i2(t) + M_{1,2} \cdot i3(t)$

flux secondaire à t = 0 : $\Phi 2(0 \cdot s) = 17.49 \times 10^{-6} Wb$

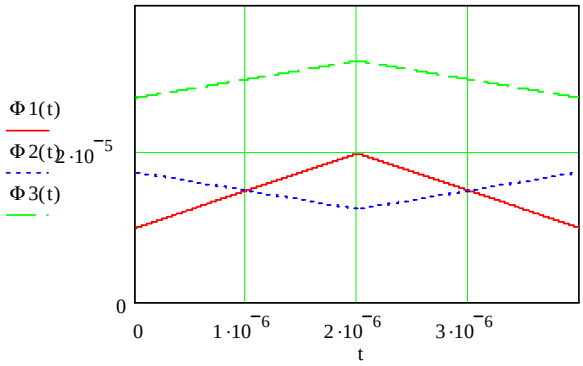
flux secondaire à t = aT : $\Phi 2(\alpha \cdot T) = 12.49 \times 10^{-6} Wb$

9.3.3. flux tertiaire

flux tertiaire : $\Phi 3(t) := M_{2,0} \cdot i1(t) + M_{2,1} \cdot i2(t) + M_{2,2} \cdot i3(t)$

flux tertiaire à t = 0 : $\Phi 3(0 \cdot s) = 27.48 \times 10^{-6} Wb$

flux secondaire à t = aT : $\Phi 3(\alpha \cdot T) = 32.48 \times 10^{-6} Wb$

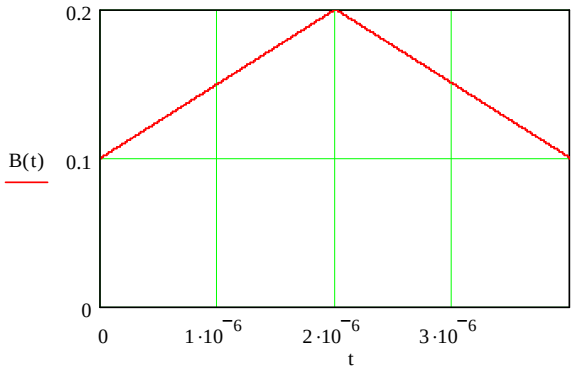


9.3.3. champ magnétique

champ magnétique : $B(t) := \frac{\Phi 1(t)}{Aeext}$

B à t = 0 : $B(0 \cdot s) = 99.949 \times 10^{-3} T$

B à t = αT : $B(\alpha \cdot T) = 200 \times 10^{-3} T$



9.4. Calcul valeurs moyennes et efficaces

9.4.1. Le courant de la capacité

courant moyen :

$$icmoy := \frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} ic(t)\,dt \qquad icmoy = 0\,A$$

$$icmoy := (1-\alpha)\cdot\left(immax - m13\,Is - \frac{\Delta Im}{2}\right) \qquad icmoy = 0\,A$$

courant efficace :

$$iceff := \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} ic(t)^2\,dt} \qquad iceff = 0.068A$$

$$iceff := \frac{\Delta Im - m13\,\Delta Is}{2}\cdot\sqrt{\frac{1-\alpha}{3}} \qquad iceff = 0.068A$$

9.4.2. Le courant magnétisant

courant moyen :

$$immoy := \frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} im(t)\,dt \qquad immoy = 0.585A$$

$$immoy := m13\,Is \qquad immoy = 0.585A$$

courant efficace :

$$imeff := \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} im(t)^2\,dt} \qquad imeff = 0.596A$$

$$imeff := \sqrt{(m13\,Is)^2 + \frac{\Delta Im^2}{12}} \qquad imeff = 0.596A$$

9.4.3. Le courant primaire

courant moyen :

$$i1moy := \frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} i1(t)\,dt \qquad i1moy = 1.2\,A$$

$$i1moy := \alpha\cdot(m12 + m13)\cdot Is \qquad i1moy = 1.2\,A$$

courant efficace :

$$i1eff := \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} i1(t)^2\,dt} \qquad i1eff = 1.702A$$

$$i1eff := \frac{1}{2\cdot\sqrt{3}}\cdot\sqrt{\left[m12^2\cdot\alpha + m13^2\cdot(1-\alpha)\right]\cdot\Delta Is^2 + 2\cdot\Delta Im\cdot\Delta Is\cdot\left[m12\,\alpha + m13\,(\alpha-1)\right] + 12\cdot\alpha\cdot Is^2\cdot(m12 + m13)^2 + \Delta Im^2}$$

$$i1eff = 1.702A$$

9.4.4. Le courant de sortie

courant moyen :

$$ismoy := \frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} is(t)\,dt \qquad ismoy = 12\,A$$

$$ismoy := Is \qquad ismoy = 12\,A$$

courant efficace : $iseff := \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} is(t)^2\,dt}$ $iseff = 12.005A$

$iseff := \frac{1}{2}\cdot\sqrt{\frac{12\cdot Is^2 + \Delta Is^2}{3}}$ $iseff = 12.005A$

9.4.5. Le courant secondaire

courant moyen : $i2moy := \frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} i2(t)\,dt$ $i2moy = 6A$

$i2moy := \alpha\cdot Is$ $i2moy = 6A$

courant efficace : $i2eff := \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} i2(t)^2\,dt}$ $i2eff = 8.489A$

$i2eff := \frac{1}{2\cdot\sqrt{3}}\cdot\sqrt{\alpha\cdot\left(12\cdot Is^2 + \Delta Is^2\right)}$ $i2eff = 8.489A$

9.4.6. Le courant tertiaire

courant moyen : $i3moy := \frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} i3(t)\,dt$ $i3moy = 6A$

$i3moy := (1-\alpha)\cdot Is$ $i3moy = 6A$

courant efficace : $i3eff := \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} i3(t)^2\,dt}$ $i3eff = 8.489A$

$i3eff := \frac{1}{2\cdot\sqrt{3}}\cdot\sqrt{(1-\alpha)\cdot\left(12\cdot Is^2 + \Delta Is^2\right)}$ $i3eff = 8.489A$

9.4.7. Le courant dans l'interrupteur 1

courant moyen : $it1moy := \frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} it1(t)\,dt$ $it1moy = 1.2A$

$it1moy := \alpha\cdot(m12 + m13)\cdot Is$ $it1moy = 1.2A$

courant efficace : $it1eff := \sqrt{\frac{1}{T}\cdot\int_{0\cdot s}^{T} it1(t)^2\,dt}$ $it1eff = 1.701A$

$it1eff := \frac{\sqrt{\alpha}}{2\cdot\sqrt{3}}\cdot\sqrt{(\Delta Im + m12\,\Delta Is)^2 + 12\cdot Is^2\cdot(m12 + m13)^2}$ $it1eff = 1.701A$

9.4.8. Le courant dans l'interrupteur 2

courant moyen : $it2moy := \frac{1}{T} \cdot \int_{0 \cdot s}^{T} it2(t)\, dt$ $\quad it2moy = 0\,A$

$it2moy := 0 \cdot A$ $\quad it2moy = 0\,A$

courant efficace : $it2eff := \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{0 \cdot s}^{T} it2(t)^2\, dt}$ $\quad it2eff = 0.068A$

$it2eff := \frac{\Delta Im - m13\,\Delta Is}{2} \cdot \sqrt{\frac{1-\alpha}{3}}$ $\quad it2eff = 0.068A$

$V1eff := \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{0 \cdot s}^{T} V1(t)^2\, dt}$ $\quad V1eff = 50\,V$

10. Vérification de l'encombrement des fenêtres du noyau

10.1. Disposition des enroulements

Le nombre de spire primaire fixera le nombre de couche en le mutlipliant par 2. L'enroulement primaire est situé autour de la jambe extérieure droite gauche.
L'enroulement 3 et l'enroulement 2 sont respectivement sur la jambe central et la jambe extérieure droite.

2 dispositions envisageables :

- disposition 1 : une piste par couche pour les enroulements 2 et 3. Pour réaliser le nombre de spires nécessaires il suffit de faire les bonnes interconnexions.
- disposition 2 : 2 pistes par couche pour les enroulements 2 et 3. Pour réaliser le nombre de spires nécessaires il suffit de faire les bonnes interconnexions.

10.2. les côtes fabricant PCB

jeu total entre le CM et le CI : $jeu := 0.25 \cdot mm$

isolation entre les enroulements : $isolation_enr := 0.5 \cdot mm$

isolation entre spire : $int_spire := 0.5 \cdot mm$

bordure du CI : $bordure := 0.5mm$

hauteur matériau diéléctrique : $h_MD := 0.025\,mm$

hauteur preg : $h_preg := 0.14 \cdot mm$

hauteur d'une piste : $hpiste := 36 \cdot 10^{-6} \cdot m$

On utilisera des circuits PCB multicouche afin d'occuper au mieux l'espace disponible et afin de satisfaire les diverses contraintes.

10.3. Les largeurs des différents conducteurs

nombre de couches : $nb_couche := 2 \cdot N1$ (le double du nombre de spire primaire pour obtenir l'effet capacitif)

nombre de spires par couche :

$$nb_spire1_par_couche_eq := \frac{2N1}{nb_couche} \qquad nb_spire1_par_couche_eq = 1$$

$$nb_spire2_par_couche_eq := \frac{N2}{nb_couche} \qquad nb_spire2_par_couche_eq = 0.1$$

$$nb_spire3_par_couche_eq := \frac{N3}{nb_couche} \qquad nb_spire3_par_couche_eq = 0.1$$

densité de courant : $J1 := 10 \cdot \frac{A}{mm^2}$ $\quad J2 := 10 \cdot \frac{A}{mm^2}$ $\quad J3 := 10 \cdot \frac{A}{mm^2}$

rapports de transformation : $m12 = 0.151$ $\quad m13 = 0.049$ $\quad N1 = 10$ $\quad N2 = 2$ $\quad N3 = 2$ $\quad \alpha = 0.5$

courants efficaces :

$$i1eff := \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \sqrt{12 \cdot \alpha \cdot Is^2 \cdot (m12 + m13)^2 + \Delta Im^2} \qquad i1eff = 1.701A$$

$$i2eff := \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \sqrt{\alpha \cdot \left(12 \cdot Is^2 + \Delta Is^2\right)} \qquad i2eff = 8.489A$$

$$i3eff := \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \sqrt{(1 - \alpha) \cdot \left(12 \cdot Is^2 + \Delta Is^2\right)} \qquad i3eff = 8.489A$$

Section de fils :

$$Scu1 := \frac{i1eff}{J1} \qquad Scu1 = 0.17mm^2$$

$$Scu2 := \frac{i2eff}{J2} \qquad Scu2 = 0.849mm^2$$

$$Scu3 := \frac{i3eff}{J3} \qquad Scu3 = 0.849mm^2$$

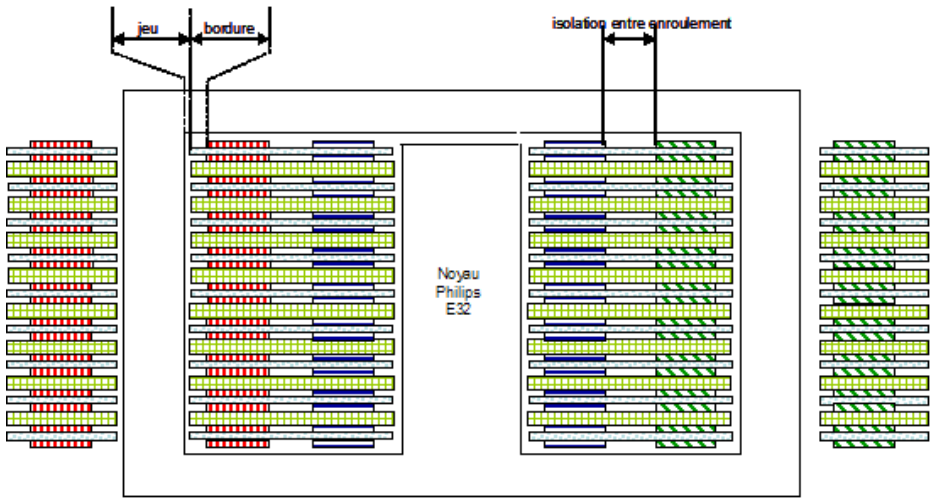
largeur des spires :

largeur d'une spire primaire : $ls1 := \frac{Scu1}{hpiste}$ $\quad ls1 = 4.724mm$

largeur d'une spire secondaire : $ls2 := \frac{Scu2}{hpiste}$ $\quad ls2 = 23.58mm$

largeur d'une spire tertiaire : $ls3 := \frac{Scu3}{hpiste}$ $\quad ls3 = 23.58mm$

10.4. Calcul et vérification de la place occupée en largeur et en hauteur des différentes fenêtres du noyau



$$tab1 := \left| \begin{array}{l} ls1 \leftarrow \dfrac{Scu1}{hpiste} \\ \text{if } nb_spire1_par_couche_eq \geq 1 \\ \quad \left| \begin{array}{l} var1_0 \leftarrow ls1 \cdot \dfrac{1}{m} \\ var1_1 \leftarrow \dfrac{2N1}{nb_couche} \end{array} \right. \\ \text{otherwise} \\ \quad \left| \begin{array}{l} var1_0 \leftarrow \dfrac{ls1 \cdot N1}{nb_couche} \cdot \dfrac{1}{m} \\ var1_1 \leftarrow 1 \end{array} \right. \\ var1 \end{array} \right.$$

$$tab2 := \left| \begin{array}{l} ls2 \leftarrow \dfrac{Scu2}{hpiste} \\ \text{if } nb_spire2_par_couche_eq \geq 1 \\ \quad \left| \begin{array}{l} var2_0 \leftarrow ls2 \cdot \dfrac{1}{m} \\ var2_1 \leftarrow \dfrac{N2}{nb_couche} \end{array} \right. \\ \text{otherwise} \\ \quad \left| \begin{array}{l} var2_0 \leftarrow \dfrac{ls2}{\dfrac{nb_couche}{N2}} \cdot \dfrac{1}{m} \\ var2_1 \leftarrow 1 \end{array} \right. \\ var2 \end{array} \right.$$

$$tab3 := \left| \begin{array}{l} ls3 \leftarrow \dfrac{Scu3}{hpiste} \\ \text{if } nb_spire3_par_couche_eq \geq 1 \\ \quad \left| \begin{array}{l} var3_0 \leftarrow ls3 \cdot \dfrac{1}{m} \\ var3_1 \leftarrow \dfrac{N3}{nb_couche} \end{array} \right. \\ \text{otherwise} \\ \quad \left| \begin{array}{l} var3_0 \leftarrow \dfrac{ls3 \cdot N3}{nb_couche} \cdot \dfrac{1}{m} \\ var3_1 \leftarrow 1 \end{array} \right. \\ var3 \end{array} \right.$$

largeur d'une spire primaire par couche : $ls1_par_couche := tab1_0 \cdot m$ $\quad ls1_par_couche = 4.724mm$

nombre de spires primaire par couche : $nb_spire1_par_couche := tab1_1$ $\quad nb_spire1_par_couche = 1$

largeur d'une spire secondaire par couche : $ls2_par_couche := tab2_0 \cdot m$ $\quad ls2_par_couche = 2.358mm$

nombre de spires secondaire par couche : $nb_spire2_par_couche := tab2_1$ $\quad nb_spire2_par_couche = 1$

largeur d'une spire tertiaire par couche : $ls3_par_couche := tab3_0 \cdot m$ $\quad ls3_par_couche = 2.358mm$

nombre de spires tertiaire par couche : $nb_spire3_par_couche := tab3_1$ $\quad nb_spire3_par_couche = 1$

largeur fenêtre gauche utilisé :

$$lfengauche := nb_spire1_par_couche \cdot ls1_par_couche + nb_spire3_par_couche \cdot ls3_par_couche + [(nb_spire1_par_couche - 1) + (nb_spire3_par_couche) - 1] \cdot int_spire + jeu \cdot 2 + isolation_enr + 2 \cdot bordure$$

$lfengauche = 9.082mm$

$Lbob = 11.315mm$

$$vérification_lfengauche := \left| \begin{array}{ll} \text{"OK"} & \text{if } Lbob > lfengauche \\ \text{"KO"} & \text{otherwise} \end{array} \right.$$

$vérification_lfengauche = \text{"OK"}$

largeur fenêtre droite utilisé :

$$lfendroite := nb_spire2_par_couche \cdot ls2_par_couche + nb_spire3_par_couche \cdot ls3_par_couche + [(nb_spire2_par_couche - 1) + (nb_spire3_par_couche - 1)] \cdot int_spire + jeu \cdot 2 + isolation_enr + 2 \cdot bordure$$

$lfendroite = 6.716mm$

$Lbob = 11.315mm$

$$vérification_lfendroite := \left| \begin{array}{ll} \text{"OK"} & \text{if } Lbob > lfendroite \\ \text{"KO"} & \text{otherwise} \end{array} \right.$$

$vérification_lfendroite = \text{"OK"}$

largeur pcb extérieur gauche utilisée :

$lpcbextgauche := nb_spire1_par_couche \cdot ls1_par_couche + (nb_spire1_par_couche - 1) \cdot int_spire + jeu + 2 \cdot bordure$

$lpcbextgauche = 5.974mm$

largeur pcb extérieur droit utilisée :

$lpcbextdroit := nb_spire2_par_couche \cdot ls2_par_couche + (nb_spire2_par_couche - 1) \cdot int_spire + jeu + 2 \cdot bordure$

$lpcbextdroit = 3.608mm$

hauteur utilisé utilisé :

$h_preg = 0.14mm$

$$hutile := (2 \cdot hpiste + h_MD) \cdot \frac{nb_couche}{2} + h_preg \cdot \left(\frac{nb_couche}{2} - 1 \right)$$

$hutile = 2.23mm$

$Hbob = 4.45mm$

$$vérification_hauteur_bobinage := \begin{cases} \text{"OK"} & \text{if } Hbob > hutile \\ \text{"KO"} & \text{otherwise} \end{cases}$$

$vérification_hauteur_bobinage = \text{"OK"}$

évaluation du volume :

ce Calcul ne tient pas compte d'une extension de la largeur de piste de l'enroulement primaire pour l'obtention de la capacité désirée

Longueur : $L := Lext + lpcbextdroit + lpcbextgauche$ $L = 47.682mm$

profondeur : $P := Profondeur_fer + 2 \cdot jeu + 2 \cdot bordure + 2 \cdot ls1_par_couche$ $P = 36.349mm$

hauteur : $Htot := Hfer + Hbarre$ $Htot = 12.07mm$

$surface_transfo := L \cdot P$ $surface_transfo = 1.733 \times 10^{3} mm^{2}$

$volume_transfo := Htot \cdot P \cdot L$ $volume_transfo = 20.92 \times 10^{3} mm^{3}$

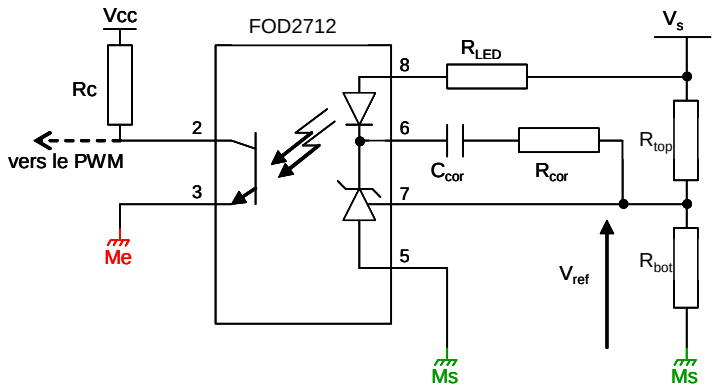
Annexe DE5 : Dimensionnement de la structure MET

Compléments aux circuits de commandes

Circuit FOD2712

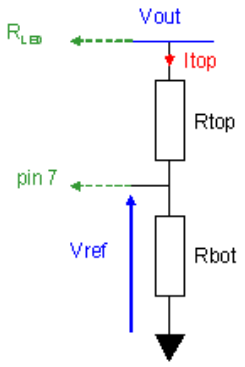
voir la documentation technique du FOD2712

schéma principal



pont diviseur

Le pont diviseur est constitué par R_{top} et R_{bot} de manière à obtenir la tension de référence V_{ref} nécessaire pour le fonctionnement de ce composant. Le FOD2712 essaie de réguler la tension de référence sur la patte *7* à sa valeur de fonctionnement qui est de *1,24V*.



$Vout := 5 \cdot V$

$Vref := 1.24\,V$

$Itopmin := 80 \cdot 10^{-6} \cdot A$

condition à respecter : $\dfrac{Vout - Vref}{Rtop} > Itop$

soit : $Rtop < \dfrac{Vout - Vref}{Itop}$

$Rtopmax := \dfrac{Vout - Vref}{Itopmin}$ $\qquad Rtopmax = 47 \times 10^{3}\,\Omega$

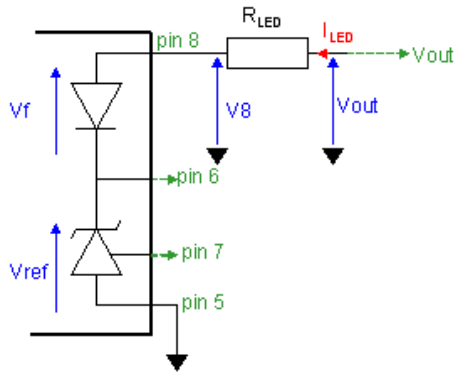
on choisi Rtop < Rtopmax : $Rtop := 10 \cdot K\Omega$

relation pont diviseur : $\dfrac{Rtop}{Rbot} = \dfrac{Vout}{Vref} - 1$ $\qquad Rbot := Rtop \cdot \dfrac{Vref}{Vout - Vref}$ $\qquad Rbot = 3.298K\Omega$

vérification : $Itop := \dfrac{Vout - Vref}{Rtop}$ $\qquad Itop = 376\mu A$

coté pin LED (8)

La résistance R_{LED} permet de limiter le courant à travers la LED.



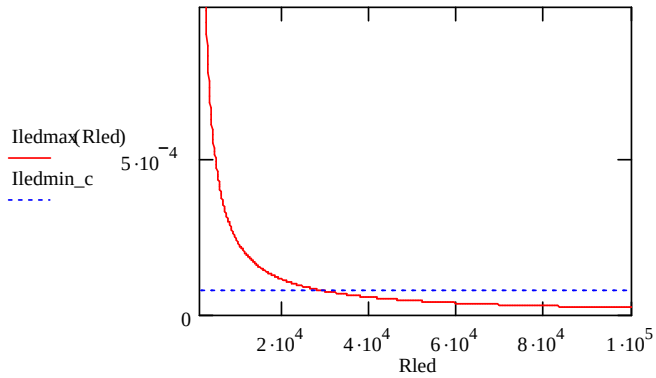
tension de seuil de la diode : $Vf := 1.5 \cdot V$

tension minimium sur la patte 8 : $V8min := Vref + Vf$ $\quad V8min = 2.74V$

courant min dans la LED : $Iledmin_c := 80 \cdot 10^{-6} \cdot A$

courant max dans la LED : $Iledmax_c := 20 \cdot 10^{-3} \cdot A$

courant max dans la Rled : $Iledmax(Rled) := \dfrac{Vout - V8min}{Rled}$



$Rledmax := \dfrac{Vout - V8min}{Iledmin_c}$ $\quad Rledmax = 28.25 \times 10^{3}\,\Omega$

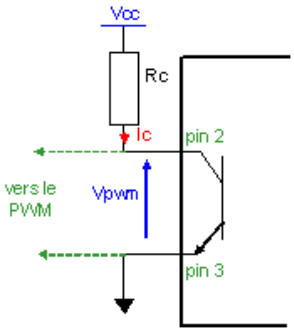
on choisit Rled : $Rled := 10 \cdot K\Omega$

courant max correspondant :

$Iledmax := Iledmax(Rled)$ $\quad Iledmax = 226\mu A$

coté entrée (pin 2 et 3)

La résistance *Rc* est relié au potentiel équivalent à la tension d'alimentation *Vcc (15V)*, et au collecteur du transistor interne au composant. La valeur de cette résistance est figée par le gain désiré du FOD2712 liant le courant de sortie de ce collecteur au courant traversant la diode.



TL494 : dent de scie de l'oscillateur varie de 0 à 4V :

$Vpwm := 2 \cdot V$ $\quad Vcc := 15 \cdot V$

courant ic max doit être équivalent au courant dans la LED :

$Icmax := Iledmax$ $\quad Icmax = 226\mu A$

$Rcmin := \dfrac{Vcc - Vpwm}{Icmax}$ $\quad Rcmin = 57.522 \times 10^{3}\,\Omega$

on prend : $Rc := 100 \cdot K\Omega$

compensation (pin 6 et 7)

La compensation joue le rôle de correcteur à travers une résistance R_{comp} et une capacité C_{comp} mises en série sur la borne *6* du composant.

Fréquence de coupure du filtre LC de sortie :

$Ls := 4.9 \cdot 10^{-6} \cdot H$

$Cs := 10 \cdot 10^{-6} \cdot F$ $\qquad fcs := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{Ls \cdot Cs}}$ $\qquad fcs = 22.736KHz$

Le FOD peut être assimilé à un correcteur PI

on choisit une fréquence de coupure à laquelle doit répondre de correcteur d'au moins 10 fois inférieure à celle du filtre de sortie.

$fc := 1 \cdot KHz$

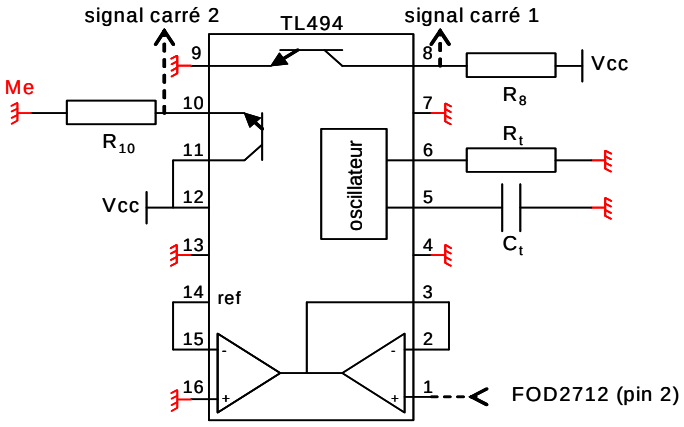
PI --> $\frac{1 + R2 \cdot C2p}{R1 \cdot C2p}$ $\qquad C2 := 0.1 \cdot 10^{-6} \cdot F$

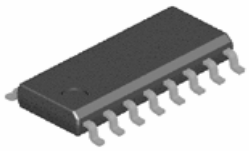
$R2 := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot fc \cdot C2}$ $\qquad R2 = 1.592 \times 10^{3} \Omega$

Circuit TL494

Ce composant offre plusieurs fonctionnalités :

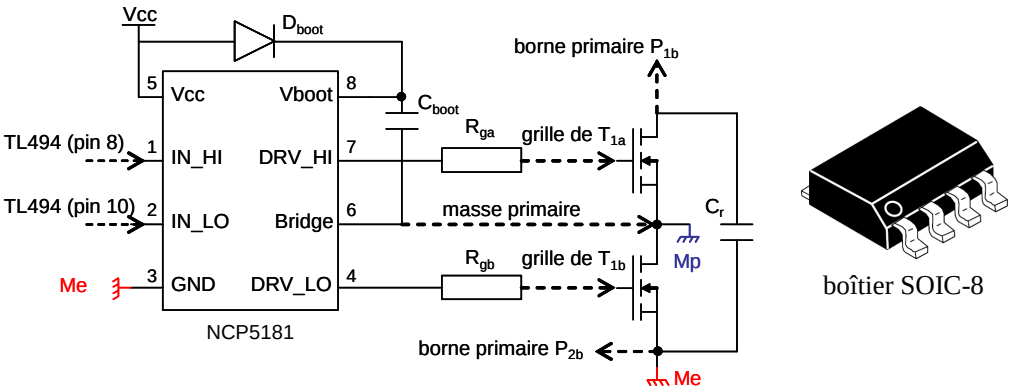
- Le temps mort entre les deux signaux de sortie (dead time) peut être ajusté à souhait.
- Deux amplificateurs sont disponibles pour une éventuelle correction à faire. Dans notre cas la régulation est faite au cours de la première fonction grâce au composant FOD2712. Ces amplificateurs seront donc court-circuités (pattes *2-3* et *14-15* reliées). Un d'entre est montée en suiveur de manière à transmettre le signal de sortie amplifié corrigé et isolé, issu du FOD2712 (patte *1*).
- Un oscillateur interne à régler à la fréquence de découpage souhaitée, par l'ajustement d'une résistance R_t (borne *6*) et d'un condensateur C_t (borne *7*).
- L'obtention de deux signaux carrés sur chacune des sorties, déphasés ou non selon la configuration adoptée du TL494 (bornes *8-9* pour une sortie et *10-11* pour l'autre). Nous désirons des signaux complémentaires, dans ces conditions l'un est prélevé sur le collecteur (borne *8*) de l'un des transistors internes de sortie avec une résistance de tirage connectée (R_8), et l'autre est symétriquement issu de l'émetteur (borne *10*) du second transistor avec une résistance de tirage (R_{10}) identique.





boîtier SOIC-16

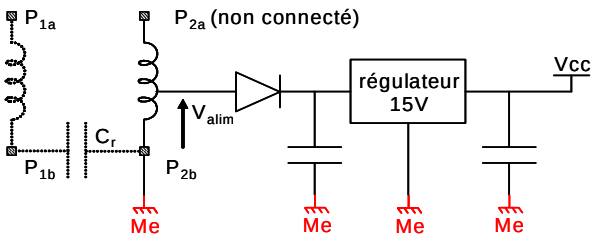
Circuit NCP5181



Ce circuit met en œuvre un système à pompe de charges dite « bootstrap ». Il s'agit dans un premier temps d'accumuler de l'énergie dans une capacité C_{boot} lors de l'alimentation du Mosfet dit « low-side » (T_{1b}) à partir de la tension d'alimentation Vcc à travers la diode D_{boot}. En deuxième lieu l'énergie accumulée dans la capacité se décharge de manière à alimenter le deuxième Mosfet dit « high-side » (T_{1b})

tension d'alimentation Vcc

La base de l'électronique a été abordée et développée précédemment. Chaque circuit a besoin d'une alimentation Vcc référencée à la même masse électronique désignée comme Me. Plusieurs solutions sont envisageables. Nous souhaitons d'avantage optimiser en utilisant ce qui est disponible à travers la structure MET et le composant LCT. Un potentiel intermédiaire issu du second primaire ($P_{2a} - P_{2b}$) peut être utilisé comme potentiel d'alimentation V_{alim}. Ce dernier doit ensuite être régulé de manière à assurer le niveau de tension Vcc souhaité. On se fixe une tension d'alimentation avoisinant les 15V, le régulateur est sélectionné en conséquence. Afin de garantir un maintien du niveau de tension Vcc, des capacités sont classiquement ajoutées en amont et en aval du régulateur. La diode est présente pour éviter tout retour de courant sur l'alimentation.



A N N E X E S

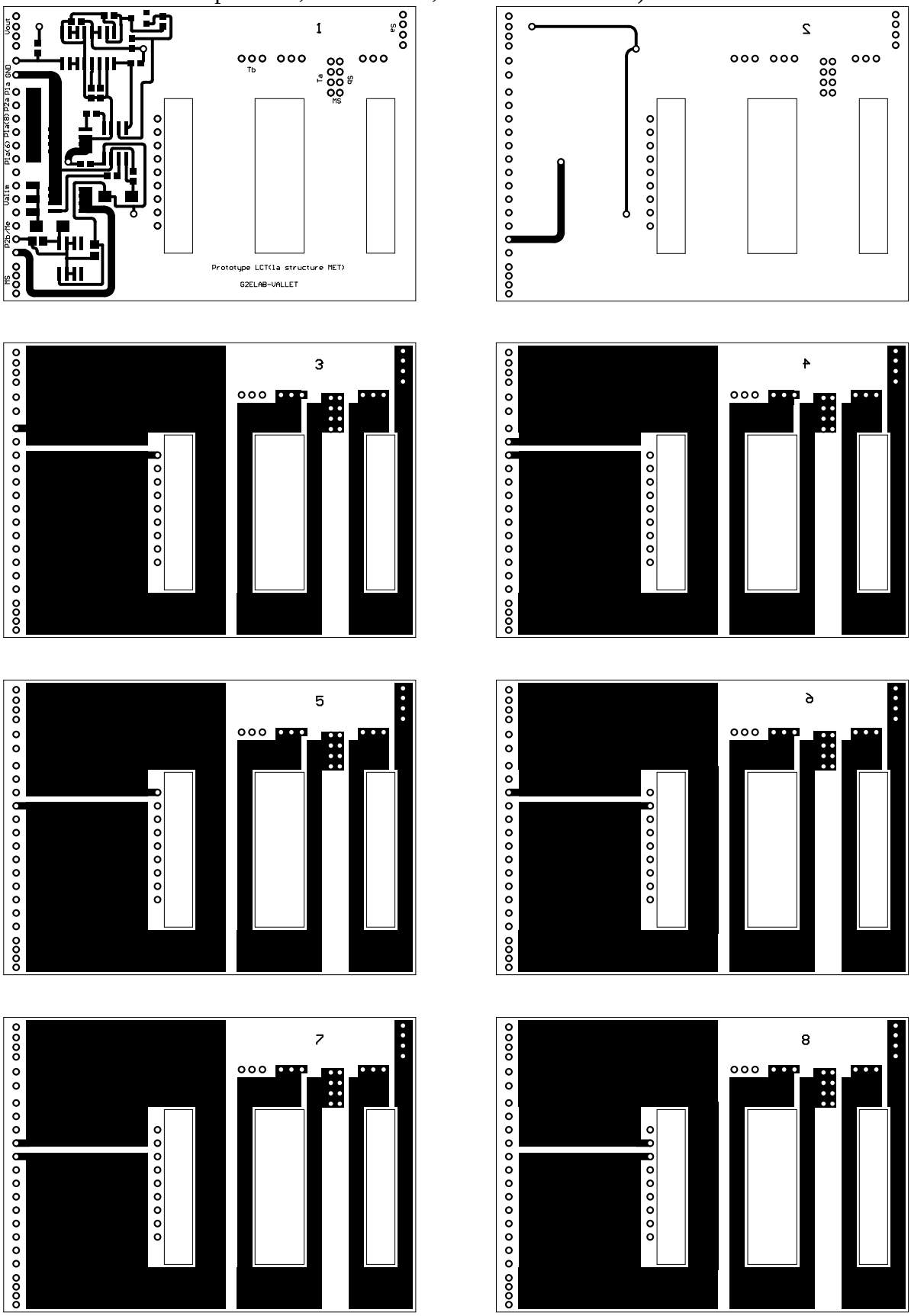
R P

ROUTAGE PROTOTYPE

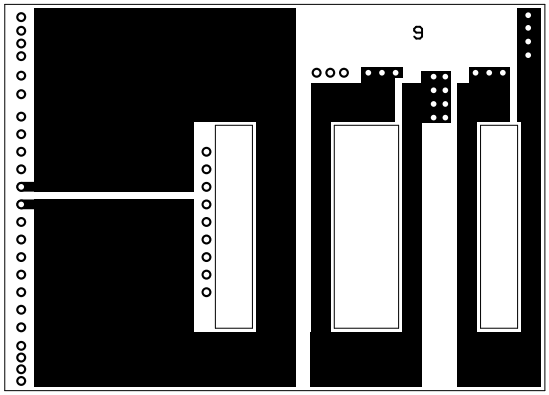
- ✓ RP1 : Dessins des 24 couches du prototype 1 ____ 251
- ✓ RP2 : Schématisation des vias du prototype 1 ____ 255
- ✓ RP3 : Dessins des 24 couches du prototype 2 ____ 257
- ✓ RP4 : Schématisation des vias du prototype 2 ____ 261
- ✓ RP5 : Abaque routage ____ 263

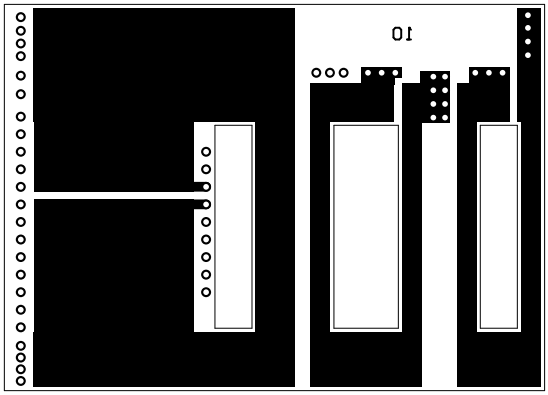
Dessin des 24 couches du prototype 1

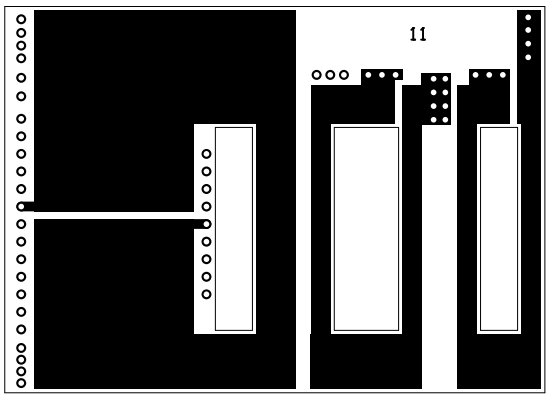
(double primaire à 2x10 spires, secondaire et tertiaire à 2 spires par paquet de 10 couches en parallèle, entrée : 50V, sortie 5V/12A/60W)

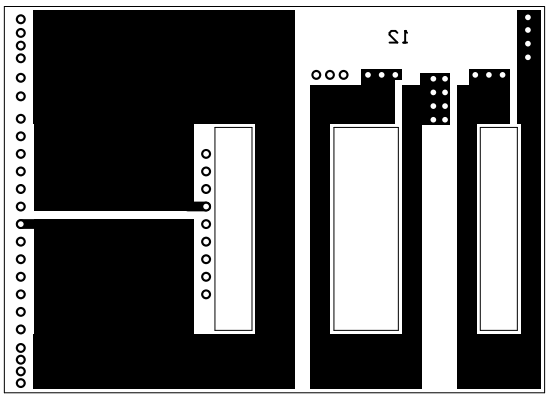


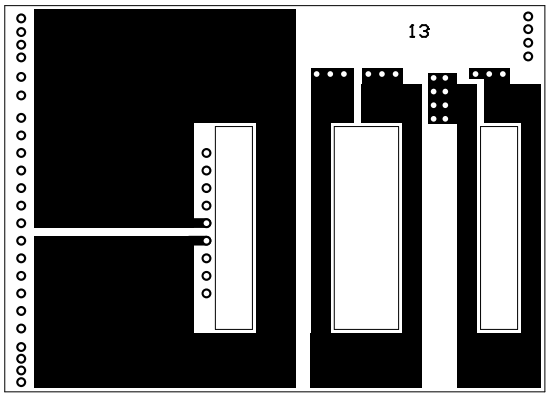
Annexe RP1 : 24 couches du prototype1

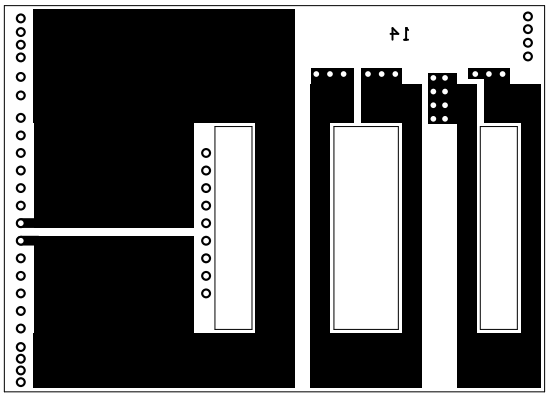


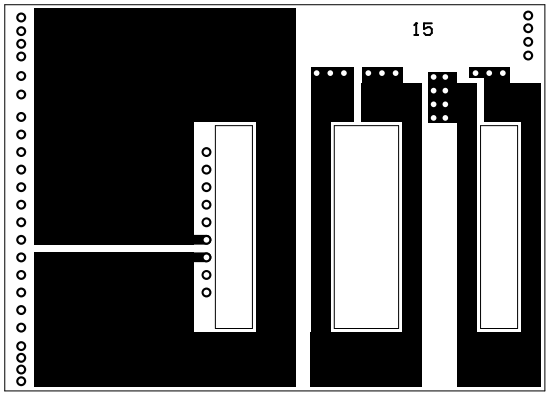


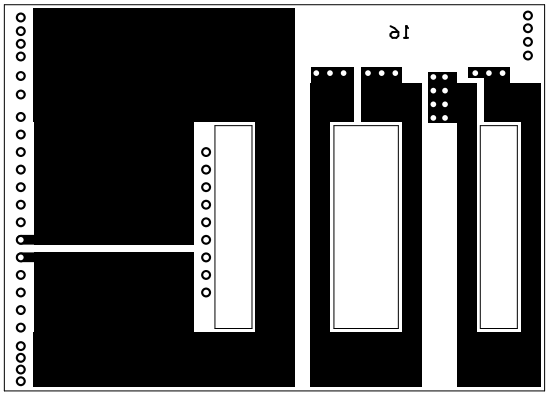




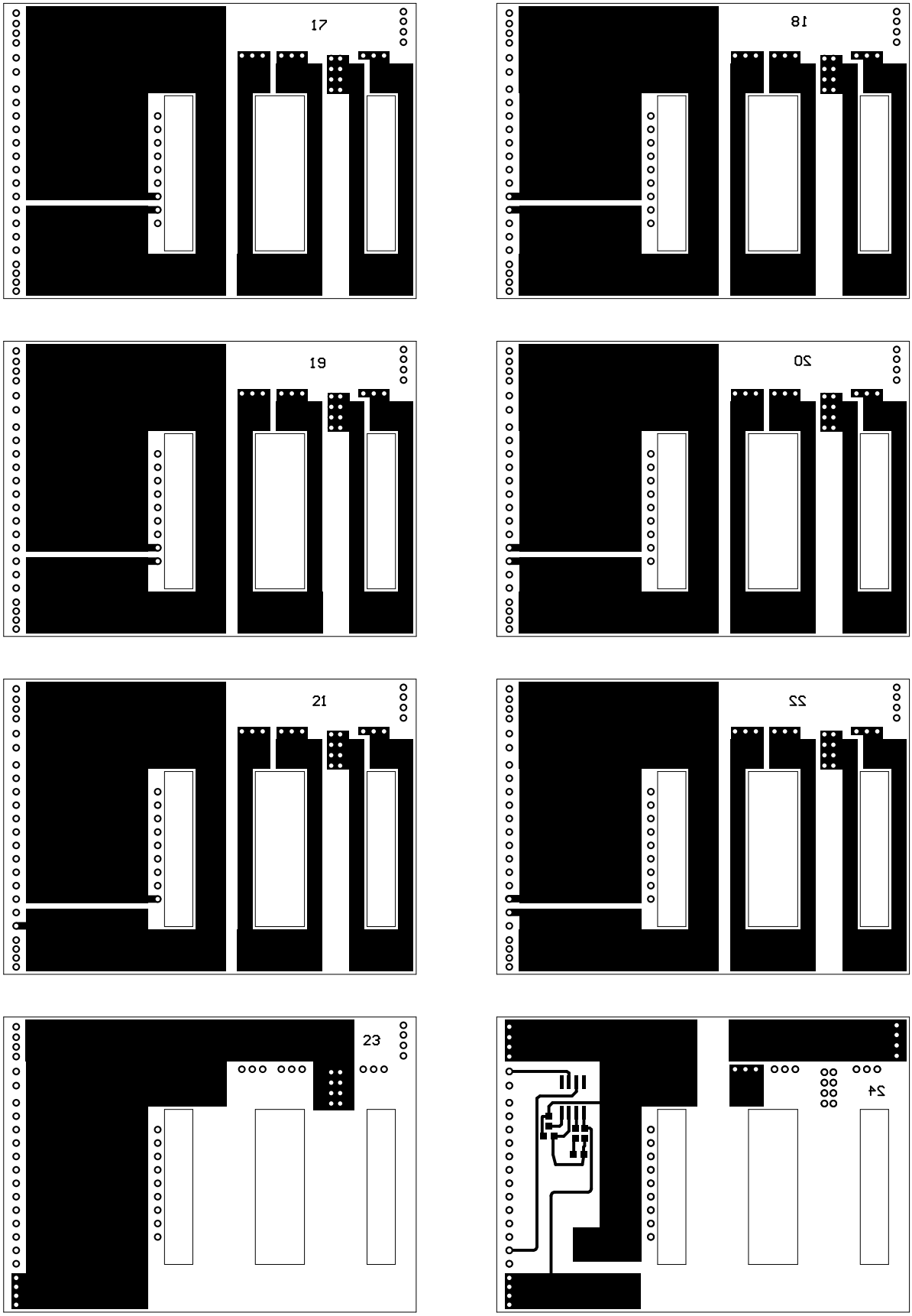






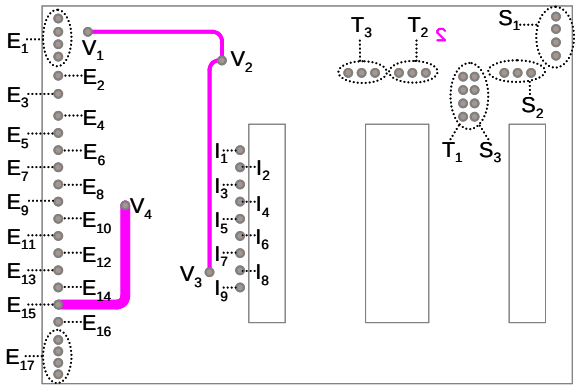


Annexe RP1 : 24 couches du prototype1



Annexe RP1 : 24 couches du prototype1

Schématisation des vias du prototype 1



On distingue quatre groupes de vias : les extérieurs (E_1 à E_{17}), les intérieurs, (I_1 à I_9), les secondaires (S_1 à S_3), les tertiaires (T_1 à T_3) et les enterrés (V_1 à V_4).

b) Les vias extérieurs et intérieurs

Les vias servent en grande partie à la création des enroulements primaires mais également aux connexions de retour entre la partie composant de la couche 1 avec celle de la couche 24.

-E_1 : Ramène le potentiel positif de sortie de la structure MET sur la couche 1 pour éventuellement s'en servir comme point de mesure. Il est en réalité constitué de plusieurs vias de manière à limiter les effets résistifs qu'ils peuvent engendrer en répartissant le passage du courant.

- E_2 : connecte la sortie du circuit FOD2712 situé sur la couche 24 au PWM TL494 placé sur la couche 1.
- E_3 : point de masse à connecter à celle de l'alimentation continue 50V d'entrée. C'est la masse primaire notée *Mp*. Ce potentiel est également le point milieu du bras de mosfet, qui doit être également connecté au composant NCP5181 de manière à ce qu'il soit référencé.
- E_4 à E_{16} et I_1 à I_9 : création des deux enroulements primaires. Le potentiel positif de l'alimentation continue $50V$ est à connecter sur le via d'entrée correspondant à l'entrée de l'enroulement du premier primaire. Le via correspondant peut être soit le E_4 (N_1 = 10 spires) soit le E_7 (N_1 = 8 spires) soit le E_8 (N_1 = 6 spires) selon la configuration envisagée. Les vias E_{11} E_{12} E_{13}, sont les potentiels des spires intermédiaires du second enroulement primaire envisageables pour obtenir le point V_{alim} à connecter à un régulateur linéaire pour créer la tension d'alimentation de l'électronique Vcc.
- E_{17} : de la même façon que le via E_1, le potentiel de masse secondaire noté *Ms* est

ramené de la couche 24 à la couche 1 pouvant servir comme point de mesure. Il est connecté au point commun des enroulements secondaire ainsi qu'à l'électronique entourant le circuit FOD2712 par l'intermédiaire des couches 23 et 24.

c) Les vias enterrées

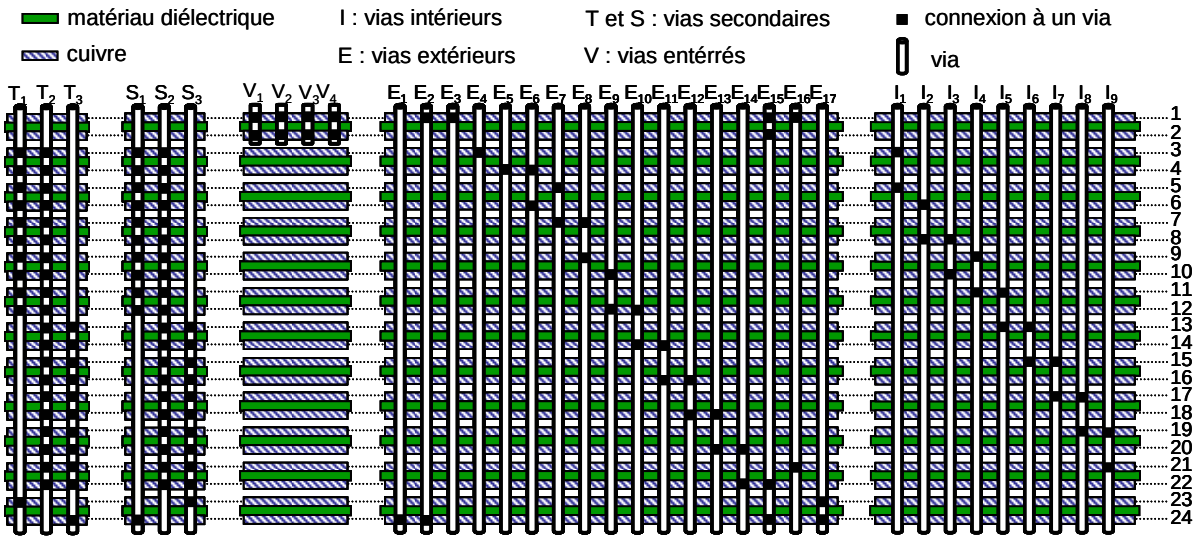
Ces quatre vias sont les seuls vias enterrés du prototype. Il relie certains potentiels entre la couche 1 et la couche 2 permettant de réaliser les connexions à faire entre les composants de la couche supérieure :

- V_1 à V_3 : ils sont utiles pour distribuer le potentiel Vcc aux différents endroits du circuit ou celui –ci est nécessaire.
- V_4 : ce dernier permet de connecter la masse de l'électronique Me qui n'est autre que la borne de sortie du second secondaire notée P_{2b} étant également le via E_{15}.

d) Les vias secondaires et tertiaires

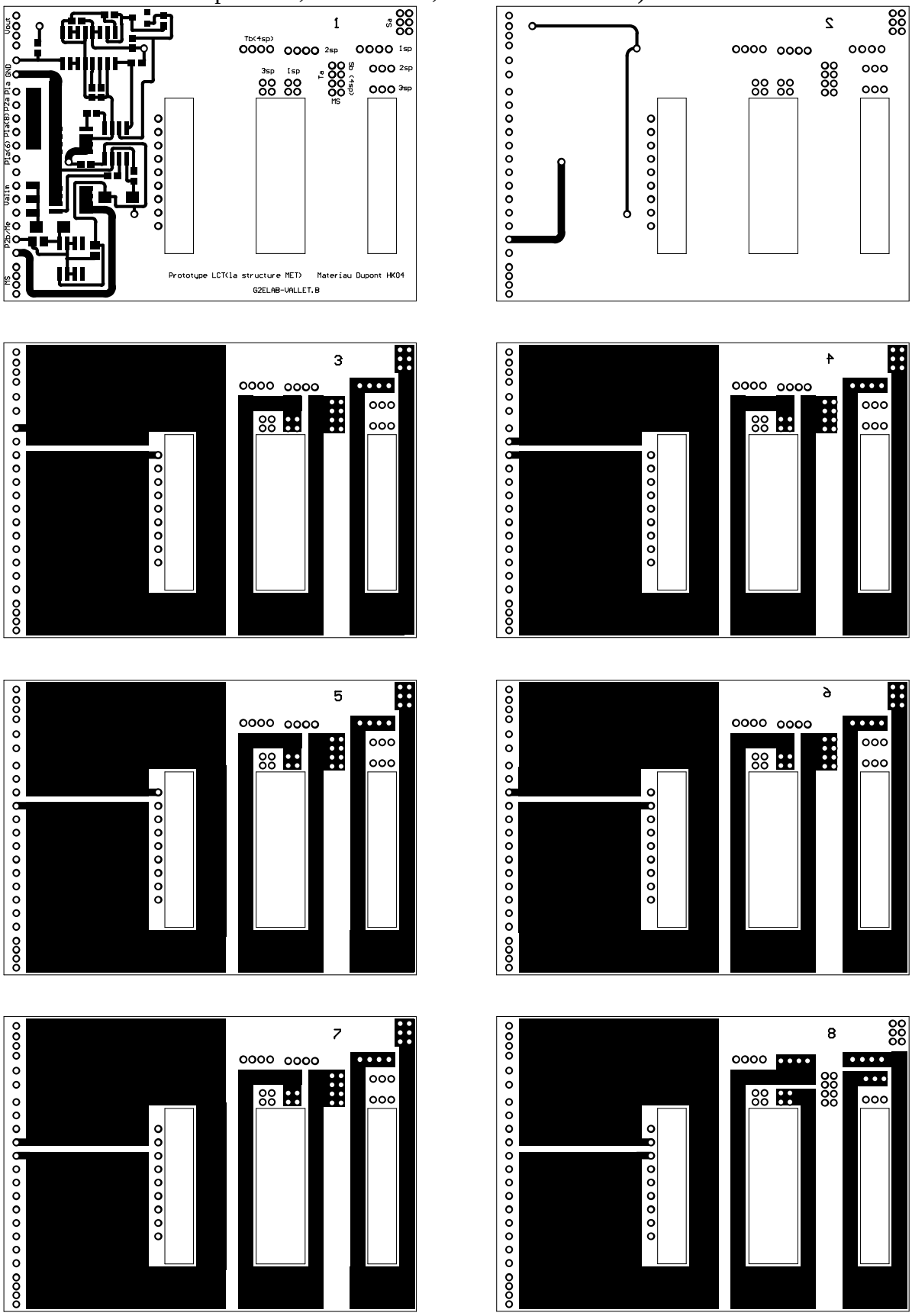
Ces vias servent à la réalisation des spires des enroulements secondaire, ils sont positionnés de façon à ce qu'ils puissent traverser la totalité des couches toujours dans un souci de limiter les étapes de métallisation des vias.

- S_1 à S_3 : enroulement secondaire connecté entre l'anode d'une diode et le point commun avec l'enroulement tertiaire constituant la masse secondaire Ms (connexions entre S_a et T_b).
- T_1 à T_3 : enroulement tertiaire connecté entre l'anode de l'autre diode le même point commun avec l'enroulement secondaire Ms (connexions entre S_a et T_b).

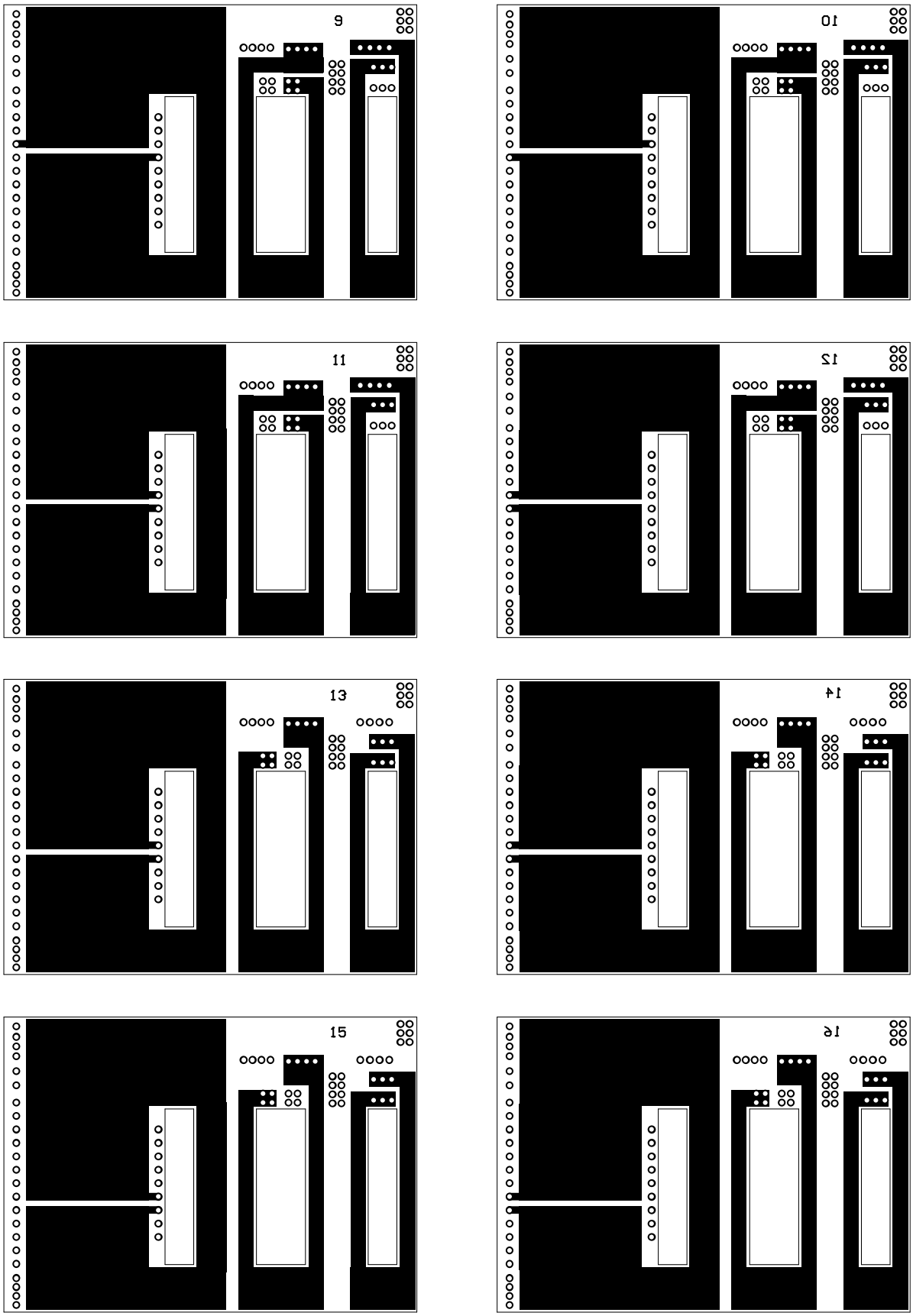


Dessin des 24 couches du prototype 2

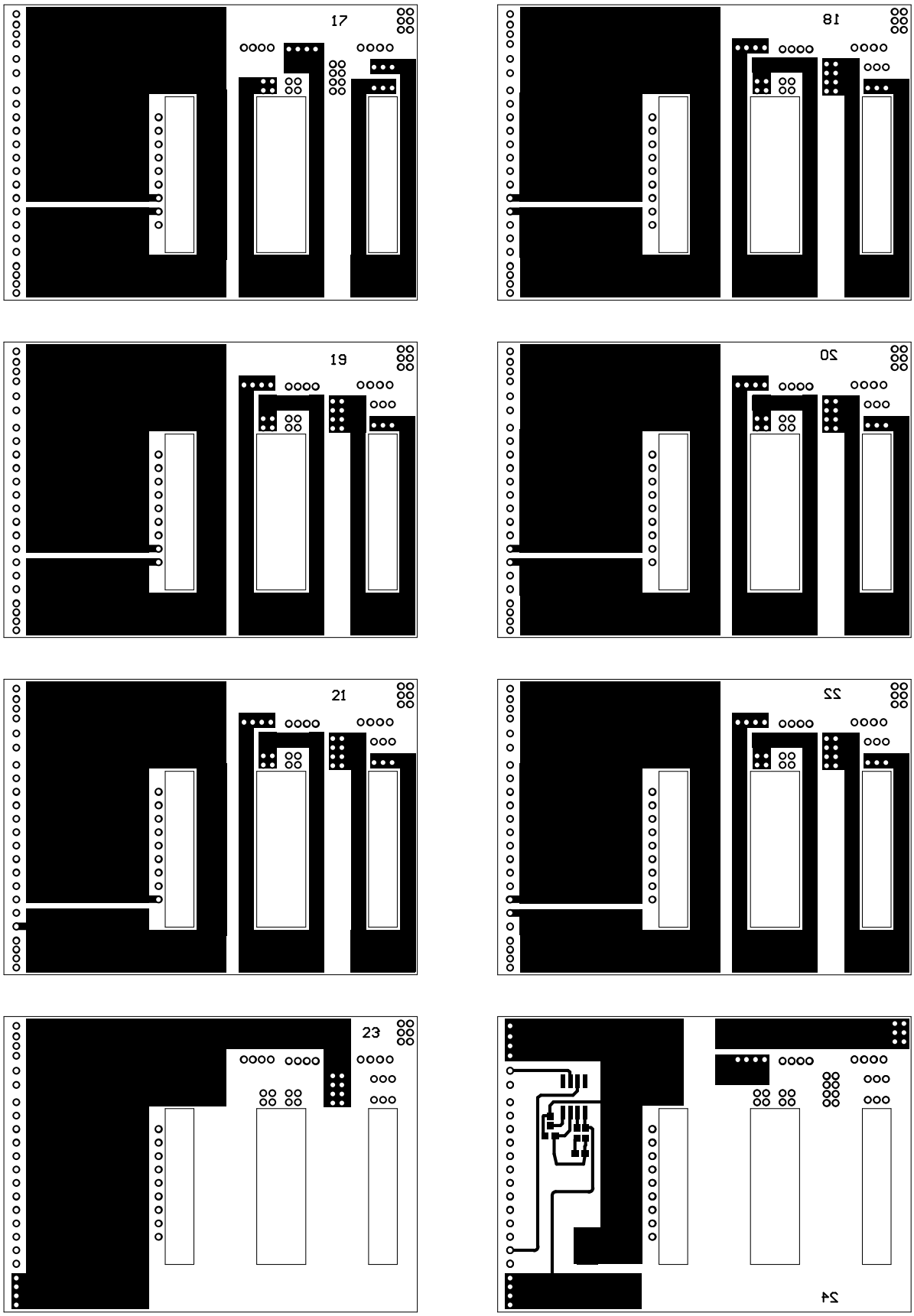
(double primaire à 2x10 spires, secondaire et tertiaire à 4 spires par paquet de 5 couches en parallèle, entrée : 50V, sortie 10V/6A/60W)



Annexe RP3 : 24 couches du prototype 2

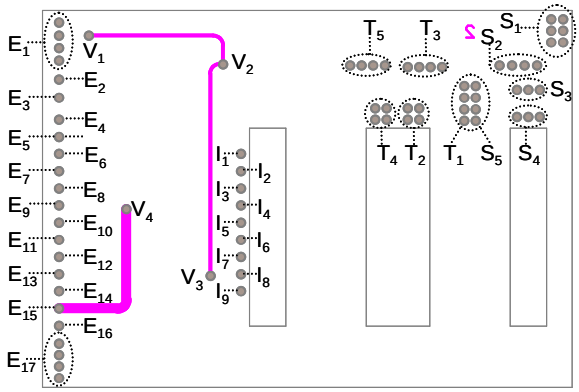


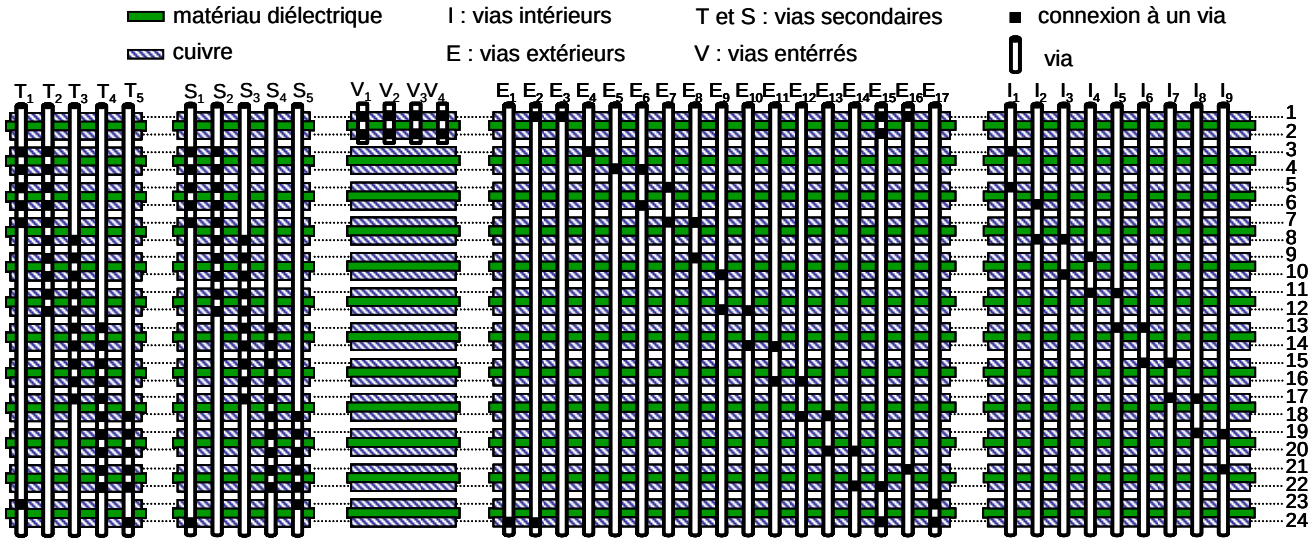
Annexe RP3 : 24 couches du prototype 2



Annexe RP3 : 24 couches du prototype 2

Schématisation des vias du prototype 2



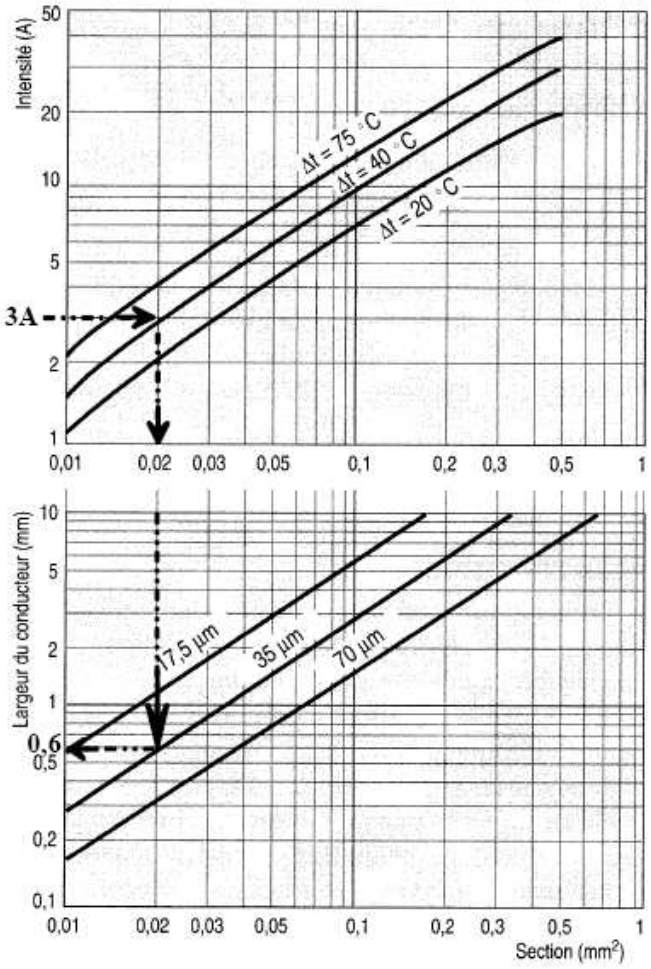


Annexe RP4 : Vias du prototype 2

Utilisation d'un abaque :

Le calcul de la largeur des pistes est plus rapide avec l'utilisation d'un abaque. En fonction de l'échauffement toléré et du courant traversant la piste on déduit la largeur de celle-ci.

Par sécurité on majore la valeur trouvée de 20%. Voir l'exemple proposé sur l'abaque ci-dessous :



Pour un courant de 3A et un échauffement de 40°C on trouve une largeur de piste de 0.6mm pour un cuivre d'épaisseur 35µm. On prendra une largeur effective de e = 0.6 x (1 + 20/100) = 0.72 mm

Déterminer la largeur effective d'une piste de cuivre traversée par un courant de 5A, avec du cuivre d'épaisseur 35 µm et du cuivre d'épaisseur 70 µm.