



HAL
open science

Vers une methodologie de conception des interconnexions pour les dispositifs de l'electronique de puissance

Christian Martin

► **To cite this version:**

Christian Martin. Vers une methodologie de conception des interconnexions pour les dispositifs de l'electronique de puissance. Energie électrique. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 2005. Français. NNT: . tel-00010823

HAL Id: tel-00010823

<https://theses.hal.science/tel-00010823v1>

Submitted on 28 Oct 2005

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Université Joseph Fourier

N° attribué par la bibliothèque

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

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE JOSEPH FOURIER

Spécialité : « Génie Electrique »

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

UMR 5529

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

Télécommunication, Signal »

Présentée et soutenue publiquement

par

Christian MARTIN

Le 7 juillet 2005

Titre :

**Vers une Méthodologie de Conception des interconnexions pour les dispositifs de
l'Electronique de Puissance**

Directeur de thèse : Jean-Luc Schanen

Encadrant : Robert Pasterczyk

Rapporteurs : Patrick Austin

Herve Morel

Examineurs : James Roudet

Philippe Ladoux

Remerciements

Voilà arrivé le moment des remerciements, touche finale (bien que ceux-ci se trouvent au début) de ce manuscrit. Les remerciements sont bien connus pour être les pages les plus lues d'une thèse. Ce sont aussi ces passages non soumis aux règles parfois obscures des lois physiques et qui peuvent être qualifiés de tout sauf de scientifiques. C'est aussi le moment où on essaie de se souvenir de tous les bons moments passés lors de cette thèse. Il y en a tellement qu'il serait bien ambitieux de ma part de vouloir remercier l'ensemble des personnes avec qui j'ai pu partagé quelques mots (ou quelques verres...) bien agréables au cours de ces années de thèse. Je vais quand même me lancer mais je suis sûr (avant de commencer) que je vais en oublier, alors si votre nom ne figure pas dans cette liste ce n'est purement et simplement qu'un oubli de ma part et je m'en excuse par avance.

Cette thèse s'est déroulée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble d'octobre 2002 à septembre 2005 en collaboration avec la société MGE UPS Systems.

Je commencerais par remercier les membres du jury qui m'ont fait le plaisir de participer aux dernières étapes de ma thèse. Je remercie donc M. Austin, Professeur au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS), ainsi que M. Morel, Directeur de Recherche au Centre de Génie Electrique de Lyon (CEGELY) pour avoir accepté de rapporter sur mon travail et pour tout l'intérêt que vous y aviez porté. Je remercie également M. Ladoux, Professeur au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, pour sa participation à ma soutenance.

Viennent ensuite les locaux, et par ordre protocolaire, je tiens tout d'abord à remercier James Roudet, Professeur au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour avoir présider le jury. Mais bien au delà du simple aspect professionnel, tu as su être un bon chef d'équipe, même si entre amoureux de la nature, nous ne sommes pas tombés d'accord et je reste convaincu que la Savoie est le paradis du ski. (Au fait, fais quand même attention aux chasseurs savoyards!)

S'il y a une personne que je dois remercier et à qui je souhaite dédier cette thèse c'est bien Jean-Luc. Tu as été ces dernières années une personne que j'ai beaucoup appréciée tant d'un point de vue professionnel qu'humain. Je ne suis pas prêt d'oublier le bout de chemin que l'on a pu faire ensemble. J'espère avoir été un bon thésard, mais en tout cas tu m'as transmis cette fibre pour la recherche voire cette vocation (A quand la prochaine partie de tennis, on ne va tout de même pas rester sur un match nul. N'attend pas trop quand même, le temps passe si vite ☺).

Merci aussi à Robert (Pasterczyk) pour ton encadrement du côté MGE. J'ai particulièrement apprécié ta compagnie, et travailler avec toi m'a beaucoup apporté. J'espère qu'à tes yeux j'aurais au moins contribué à diminuer la constante de temps universitaire un peu trop longue à ton goût. Je n'oublie pas non plus toutes les personnes que j'ai pu côtoyer au sein de la société MGE UPS Systems et qui m'ont accueilli au sein de leur équipe.

Place maintenant aux amis,

Franck, aux multiples surnoms (Branck, Barru, Bec à ...) pour ces nombreuses années passées ensemble (et oui depuis le jour où tu m'as bizuté à l'IUT, tu as encore perdu beaucoup de cheveux). Jpeg, je n'ai qu'un seul mot pour te qualifier, respect (mais je te bats quand même). Pour tous les deux, il vous reste encore des efforts à faire au niveau du ski mais ça ne peut que

s'améliorer, alors persévérez. J'ai été très content de partager mon bureau avec vous (et quelques apéros même si je ne buvais pas de sky).

Dans la même promotion il y a aussi et surtout Adi et Mariya, nos deux charmantes Bulgares, qui ont eu la lourde tâche de mettre un peu de charme et de délicatesse autour de nous. Rien que pour ça vous méritez une médaille. Mille bisous pour votre gentillesse.

Et enfin Yves "rocher Suchard", pour son côté un peu fou (grosses bises à la petite Elea et à Céline à qui il faudra bien du courage pour te supporter), Franck Verdière et à Valdo.

Il ne faut pas oublier non plus les anciens, qui nous ont transmis le flambeau et on va commencer par les vieux (les très vieux même) : Max, Jean-Mimi et Jean-Christophe qui ont été les premiers à me montrer les bons (et moins bons) côtés de la thèse.

Viennent ensuite les membres de la vieille garde, parfois comparés à des sentinelles d'un temple jalousement gardé (c'est ce que les plus envieux disaient) : la salle EPTE. Il n'en n'est rien, vous avez été des exemples, et merci pour votre accueil et votre aide au quotidien dans une ambiance taquine, piquante mais au combien chaleureuse. Merci à vous P'tit Lu, Coy, Ivan, POJ, David, Bébert (Monsieur CEM) Guillaume (le motard savoyo-bordelais), RV (J'espère que l'on aura l'occasion de se revoir au coin d'un terrain de squash ☺), Rico (né sur des skis et attaché à une corde), Goubs (tu m'as fait revoir mes a priori sur les rampants), Raph (à ton âge on arrête de boire des planteurs cul sec, ...). Une note toute particulière à Guillaume V. Malgré ton caractère un peu antipathique et désagréable au premier contact (on t'a pourtant dit qu'il faut sourire), tu es vraiment une personne que j'ai appris à respecter et à apprécier (bien que j'ai eu envie parfois de te mettre mon poing dans ta g...). Merci beaucoup pour ton aide, tes encouragements (à ta manière) et tes conseils, bonne route à toi.

Enfin maintenant place à la relève,

Nat, Xav (un boit sans soif dans la pure tradition des Mauriennais, "allez une dernière et puis ...une autre finalement", doucement quand même sur la bibine), Guillaume R, Alex, Benj et Nicolas (une bonne bande de jeunes dans l'esprit). Bonne chance à vous pour la suite.

Pour finir, comment aussi ne pas remercier l'ensemble des techniciens du labo pour leur dévouement et leur gentillesse. Bises toutes particulières à Jacqueline, Monique, Danielle et Elise qui ont su rendre la paperasse administrative moins compliquée. Pour finir merci au trio de compét' du service info (Corine, Patrick et Vincent) qui m'ont supporté (toujours avec le sourire) pendant ces trois années (je pense au moins que vous souviendrez de moi pas seulement à cause de mon côté un peu chiant).

Ces derniers mots sont destinés à ma famille. A mon arrivée sur Grenoble je devais seulement rester 2 ans à l'IUT, mais voilà ont suivi 3 ans d'école d'ingénieur et 3 ans de doctorat. Ces années et ces diplômes sont aussi les vôtres, pour votre soutien sans faille et pour m'avoir financé toutes mes années d'étude. Rien que pour ça je ne sais pas comment vous dire merci et vous méritez plus que quiconque de figurer dans ce mémoire. Encore une fois un très grand MERCI à mon papa et à ma maman. Merci aussi à Patricia, Mikaël, au petit Alexi (bonne route à toi), et au reste de la famille.

Table des matières

CHAPITRE 1 : Introduction générale.....	11
CHAPITRE 2 : Méthodes de modélisation pour la simulation en Electronique de Puissance	17
I. Les méfaits du câblage	19
II. La commutation : qui fait quoi ?.....	20
II.1. La cellule de commutation: du cas d'école à la réalisation industrielle	20
II.2. Déroulement d'une commutation	23
III. Les modèles de semi-conducteurs	26
III.1. Généralités sur les modèles de semi-conducteurs	26
III.2. Modèles de diodes	26
III.3. Modèles d'IGBT	28
IV. Modélisation du câblage	31
IV.1. Méthode PEEC.....	32
IV.2. Présentation du modèle de câblage	35
IV.2.a. Modèle vu des entrées/sorties.....	36
IV.2.b. Choix de la fréquence de résolution	40
IV.2.c. Avantages et limites d'utilisation	42
IV.3. Extension de la modélisation inductive aux aspects capacitifs	43
V. Conclusion	44
CHAPITRE 3 : Outils d'analyse	45
I. Outil d'analyse : Approche par un simulateur circuit.....	47
I.1. Vers un prototypage virtuel.....	47
I.2. Modélisation de la connectique par une approche modulaire	50
I.3. Présentation de la chaîne d'analyse complète.....	53
II. Outil d'analyse : Approche matricielle	55
II.1. Principe de l'approche matricielle.....	55
II.2. Description de la méthode	56
II.2.a. Mise en parallèle d'éléments de puissance [JEANI-02]	56
II.2.b. Mise en parallèle de circuits de commande	60
II.3. Conclusion.....	64
III. Etude de cas : Applications aux busbarres	65
III.1. Introduction	65

Table des matières

III.2. Composition & caractéristiques des busbarres	66
III.3. Exemple d'applications aux systèmes industriels	68
III.3.a. Le busbarre "module"	68
III.3.b. Le busbarre "capacité"	72
III.4. Illustration de la modélisation d'un l'ensemble busbarre-capacité-module	75
IV. Etude de cas : application aux modules.....	78
IV.1. Description des modules	79
IV.1.a. Composition générale des modules	79
IV.1.b. Connectique interne des modules	80
IV.2. Modélisation et étude d'un module.....	83
IV.2.a. Modélisation du module	83
IV.2.b. Simulation et formes d'onde	86
IV.2.c. Identifications des causes de déséquilibre	89
IV.2.d. Circuit de puissance seul	89
IV.2.e. Avec des modèles de semi-conducteurs	92
IV.2.f. Avec le circuit de grille.....	93
IV.2.g. Couplage circuit de commande, circuit de puissance.....	94
IV.2.h. Etude de sensibilité sur les circuits de grille.....	95
IV.3. Eléments de comparaison de plusieurs modules : analyse des matrices impédance	97
IV.4. Conséquences d'une mauvaise répartition.....	100
IV.5. Validations expérimentales	102
IV.5.a. Validation indirecte par mesure du profil température	102
IV.5.b. Validation à partir d'un démonstrateur	103
IV.6. Conclusion	108
V. Conclusion	108
CHAPITRE 4 : De l'analyse à la conception	111
I. Introduction	113
I.1. La notion de conception en général	113
I.2. La conception tournée vers l'électronique de puissance.....	114
II. Strategies d'optimisation mises en place.....	115
II.1. Aperçu général des stratégies d'optimisation et des outils logiciels	115
II.2. Stratégies d'optimisation mises en oeuvre	117
II.2.a. Au niveau du maillage	118
II.2.b. Au niveau géométrique	120
II.3. Méthodes d'optimisation.....	121
II.3.a. Généralités sur les méthodes d'optimisation	121
II.3.b. Algorithmes génétiques	122
II.3.b.i. Codage des individus	123

Table des matières

II.3.b.ii. Les opérations	124
II.3.b.iii. Inconvénients des algorithmes génétiques	125
II.3.c. Algorithmes déterministes	126
III. Règles de câblage & fonction objectif.....	126
III.1. Equilibrage des courants dans les busbarres.....	126
III.2. Vers une optimisation des modules de puissance.....	128
IV. Objets traités.....	130
IV.1. Optimisation de forme d'une plaque.....	130
IV.1.a. Conditions d'optimisation	131
IV.1.b. Deux plaques côte à côte	132
IV.1.c. Système complet représentatif du busbarre "module"	137
IV.2. Optimisation des circuits de grille.....	139
IV.2.a. Conditions d'optimisation	139
IV.2.b. Application au circuit de commande du démonstrateur	140
IV.2.b.i. Conception du nouveau circuit	140
IV.2.b.ii. Relevés expérimentaux.....	144
IV.2.c. Application au circuit de commande du module "sixpack Eupec"	145
IV.2.c.i. Conception du nouveau circuit de commande	145
IV.2.c.ii. Présentation du module optimisé	147
V. Conclusions.....	148
<i>CHAPITRE 5 : Conclusion générale et Perspectives.....</i>	<i>151</i>
<i>CHAPITRE 6 : Annexes.....</i>	<i>157</i>
I. annexe 1	159
II. annexe 2	161
<i>CHAPITRE 7 : Bibliographie</i>	<i>163</i>

Table des matières

CHAPITRE 1 : Introduction générale

Les multiples contraintes, fonctionnelles et industrielles (coût, fiabilité, encombrement), imposées lors de la phase de conception des composants de puissance requièrent aujourd'hui le choix d'une nouvelle approche dans le déroulement du processus de développement. Cette conception empreinte d'empirisme n'est plus adaptée et montre vite ses limites quand on recherche à optimiser des performances.

En électronique de puissance, les outils informatiques à même de guider les choix et d'apporter aux concepteurs l'expertise quant au dimensionnement des composants peinent à s'insérer dans cette phase de développement. Ils sont pourtant tout aussi indispensables tant les phénomènes mis en jeu sont difficile à anticiper. Dans certains domaines, tel que la micro électronique, des outils de placement routage existent et sont couramment utilisés. Cependant, de par la particularité des composants utilisés en électronique de puissance (plus volumineux, plus contraints mais moins nombreux), une nouvelle approche doit être développée incluant une étape de pré dimensionnement (choix de la structure), une étape de placement des composants (critères thermique et mécanique) et enfin une étape de routage qui sera quant à elle abordée dans ce mémoire.

Le développement d'une Conception Assisté par Ordinateur en vu du "prototypage virtuel" permet une connaissance intime du fonctionnement des dispositifs tout en diminuant les temps de développement, consacrée à la réalisation de prototypes intermédiaires. Cependant, cette approche, visant à reproduire fidèlement le comportement des convertisseurs par simulation, n'a de sens que si une attention toute particulière est observée à l'homogénéité dans la modélisation des différents acteurs. Cet aspect pluridisciplinaire regroupe les différents couplages physiques présents au sein des dispositifs. En ce sens, un effort important est déployé depuis quelques années au niveau du développement d'outils de conception dédié à l'électronique de puissance. Cette étude menée en collaboration avec la société MGE UPS Systems, nous a confronté à la réalité industrielle liée à la complexité de la modélisation des dispositifs mis en œuvre.

Mais les travaux menés dans cette thèse veulent dépasser la "simple" reproduction des phénomènes, pour aller vers une méthodologie et des outils permettant la conception des interconnexions, voire du placement routage.

Dans un premier temps, une approche d'analyse, basée sur le concept du prototypage virtuel, est indispensable. Celle-ci permet en effet de lister les impacts impliqués par les différents acteurs des dispositifs et de les hiérarchiser pour identifier ceux qui sont critiques ou susceptibles de le devenir. Parmi les acteurs importants, le câblage apparaît comme un élément primordial

quant à son influence sur le comportement dynamique des grandeurs électriques. Pour poursuivre dans cette démarche : "vers une conception des interconnexions", une méthodologie de conception basée sur des règles de câblage, afin de minimiser ses effets néfastes, est proposée et mise en oeuvre.

Nous avons consacré le deuxième chapitre à la description des modèles mis en œuvre pour le prototypage virtuel. Ces modèles auront pour objectif tant de décrire de manière fidèle le comportement des convertisseurs, par une modélisation des caractéristiques propres à chacun des composants, que de tenir compte des fortes interactions existantes entre chacun d'eux. La seule solution envisageable consistera alors à les réunir dans un environnement unique en prenant garde aux couplages fort pouvant exister. Le choix de ces modèles sera donc dicté à la fois par la précision des phénomènes décrits et par les temps de calcul. En ce qui concerne les modèles de semi-conducteurs, nous nous appuyerons sur les travaux existants permettant l'analyse phénoménologique des principales grandeurs électriques. Quant à la représentation du câblage, nous détaillerons une approche générique adaptée pour la description des interconnexions dans des logiciels circuits.

Le troisième chapitre démontre l'importance du câblage au travers de plusieurs exemples de busbarres et de modules. Dans ce cadre, l'influence des inductances parasites sur la répartition des courants et sur les interactions puissance/commande sera mise en évidence. Cette analyse reposera sur une approche matricielle et sur l'étude des formes d'onde en commutation. Dans un premier temps, les éléments parasites du câblage seront analysés indépendamment en se basant directement sur les éléments des matrices impédances. Dans un second temps, nous déterminerons la qualité des interconnexions vis-à-vis des surtensions, des perturbations induites à l'intérieur des modules, et de la répartition des courants lors de la mise en parallèle de composants. Cette approche se verra complétée par l'étude de plusieurs structures qui mettront en évidence l'influence des inductances parasites et des interactions câblage/semi-conducteurs dans des modules de puissance et des busbarres.

Enfin, le dernier chapitre présentera deux solutions pour l'optimisation des interconnexions dans les dispositifs de puissance. En effet, malgré l'aspect pluridisciplinaire du domaine d'étude, des règles de câblage pourront être dégagées. Ces règles, ciblées sur les conducteurs, pourront s'intégrer dans un processus d'optimisation de manière à rendre les conducteurs neutres vis-à-vis des autres composants. Nous apporterons, aux travers de ces méthodes, des solutions techniques pour l'optimisation des courants dans les busbarres et pour la minimisation des interactions

puissance/commande au sein des modules. Ces solutions innovantes s'appuieront tant sur des modifications de la forme de conducteurs que sur leurs dispositions.

***CHAPITRE 2 : Méthodes de modélisation pour
la simulation en Electronique de Puissance***

I. LES MEFAITS DU CABLAGE

L'étude de la connectique doit apparaître très tôt dans le processus de conception d'un nouveau produit. Cette partie est plus critique qu'il n'y parait. Elle fait intervenir des phénomènes complexes qui vont conditionner la performance et la fiabilité de la structure. Les causes et les conséquences de ces méfaits sont multiples. Quel que soit le type d'association des composants (parallèle ou série), les effets parasites de la connectique peuvent modifier la répartition du courant ou bouleverser les contraintes en tension. Ces contraintes supplémentaires doivent impérativement apparaître dans le cahier des charges. Actuellement, l'expérience des concepteurs et les coefficients de sécurité permettent le développement de nouveaux produits fiables et compétitifs mais qui ne sont pas réellement utilisés au mieux de leurs performances.

Cette démarche presque intuitive devient très difficile à mener lorsque les sources de perturbations ne sont plus identifiables facilement, où lorsque les composants sont utilisés aux limites de leurs capacités. On peut prendre comme exemple des structures plus complexes, où circuits de puissance et de commande cohabitent. Les interactions entre les deux circuits que l'on peut qualifier de "phénomène d'auto perturbations" désignent la capacité d'un convertisseur à se perturber lui-même. Ces perturbations s'avèreront critiques si elles peuvent conduire à des réamorçages ou à des blocages intempestifs. Ces phénomènes induits sont alors très pervers car très difficiles à localiser et à prévoir. Ils ne se manifestent qu'une fois le convertisseur réalisé. Pire, ils peuvent n'apparaître qu'au stade de la production industrielle alors qu'ils ne s'étaient pas manifestés en pré série.

A ce stade de la conception, une modification du layout peut entraîner un énorme surcoût de fabrication. Pour ne pas avoir à modifier l'ensemble de la structure, des moyens détournés permettent de satisfaire les critères imposés par le cahier des charges. Ceci passe nécessairement par l'ajout de composant discrets: capacités de découplage, circuits d'aide à la commutation, écrêteurs, ... au détriment des performances!

L'analyse des perturbations passe par l'identification de trois notions de base représentées Figure 1. Les générateurs de perturbations ou sources vont par l'intermédiaire des chemins perturber les victimes [REVOL-03].

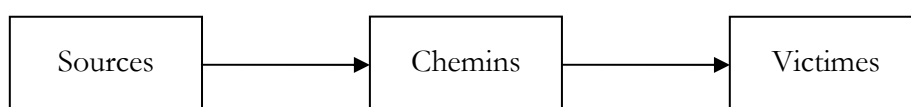


Figure 1 : Représentation des trois composantes

Dans le cas général, l'identification des sources de perturbations n'est pas une tâche facile à mener. Cependant, dans le cadre des dispositifs d'électronique de puissance et pour des phénomènes intra convertisseur, les perturbations sont principalement engendrées par le changement d'état des interrupteurs. Dans ces phases de fonctionnement, les variations brutales des courants et des tensions vont traverser les éléments parasites du câblage inhérents à la réalisation technologique des interconnexions.

Les modes de couplages vont aussi être déterminants quant à l'effet induit généré. Parmi l'ensemble des chemins de propagation, deux d'entre eux vont être particulièrement étudiés dans ce manuscrit : il s'agit des diaphonies inductives et des perturbations par impédances communes, la première étant plutôt une conséquence de couplages électromagnétiques, la seconde représentant une portion du circuit commune au courant de puissance et au circuit de commande. En ce qui concerne les perturbations capacitives, elles ont été abordées dans [MERIE-96].

II. LA COMMUTATION : QUI FAIT QUOI ?

La commutation est le mécanisme de base dans le fonctionnement des convertisseurs statiques. Elle caractérise le changement d'état d'un interrupteur. Les formes d'onde idéales sont loin d'être représentatives des conditions réelles de fonctionnement. Dans le cadre d'une étude fine des commutations, la modélisation des acteurs intervenant dans le processus de commutation est indispensable [MERIE-96]. Ces protagonistes, qui sont à l'origine des éléments parasites indésirables, interviennent dans le processus de dimensionnement et jouent un rôle considérable sur les performances du convertisseur. Les parties suivantes vont présenter les différents acteurs et leurs rôles respectifs.

II.1. La cellule de commutation: du cas d'école à la réalisation industrielle

La cellule de commutation permet de décrire le fonctionnement des structures de l'électronique de puissance et de dégager les acteurs principaux. Cette approche permet aussi une analyse plus fine des phénomènes de commutation, à condition de bien représenter tous les protagonistes avec suffisamment de précision. La Figure 2 présente la cellule de commutation de base. Elle se décompose en trois éléments: les sources (tension : E et courant : I), les interrupteurs ($K1$ et $K2$) et le câblage (L_m) [FOCH].

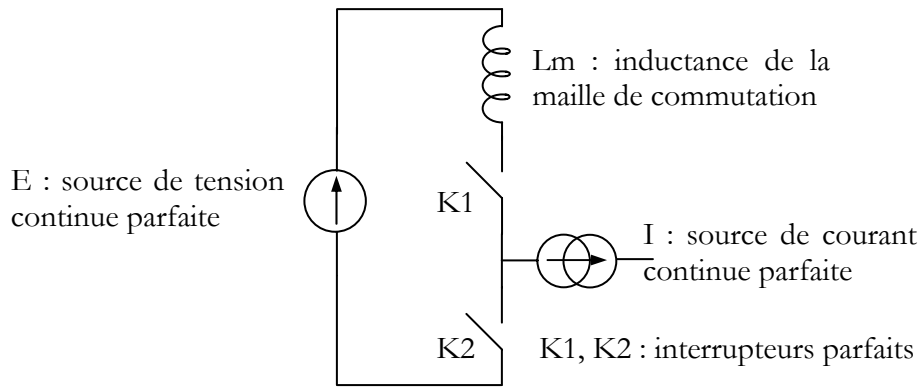


Figure 2 : Cas d'école d'une cellule de commutation

Ces trois éléments constituent les trois principaux acteurs de la commutation. En pratique, ils sont loin d'être parfaits. Le choix technologique de ces éléments est un point important dans la phase de dimensionnement, et va conditionner le comportement général du convertisseur.

- les sources sont bien souvent réalisées par des éléments extérieurs au convertisseur. Prenons par exemple un onduleur triphasé : la tension continue du bus est obtenue à partir d'un réseau alternatif via un étage transformateur-redresseur. La charge quant à elle est bien souvent de nature inductive ou assimilée,
- le choix des semi-conducteurs est lié à la gamme de puissance visée. Néanmoins, à l'heure actuelle, le développement des composants de type IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et leurs performances font de lui un composant de plus en plus utilisé,
- la connectique utilisée pour relier les éléments entre eux va pour sa part introduire des éléments parasites de nature inductive. Ces éléments vont introduire des surtensions prohibitives ou même assumer une part de responsabilité sur une mauvaise répartition des courants transitoires dans des composants mises en parallèles[TEULI-92].

Ces composants doivent respecter des contraintes électriques, thermiques et mécaniques selon la technologie employée pour garantir la fiabilité du dispositif. Des associations série/parallèle permettent d'augmenter les niveaux de puissance commutés. Dès lors, la représentation de la cellule de commutation va se complexifier. Le nombre d'éléments et de branches vont augmenter, des inductances de câblage vont être insérées dans chaque branche et enfin le circuit de commande sera plus finement élaboré (circuits de grille plus complexes, inductances de maille réparties dans tout le circuit). Une représentation de la cellule de commutation avec trois interrupteurs en parallèle est représentée Figure 3.

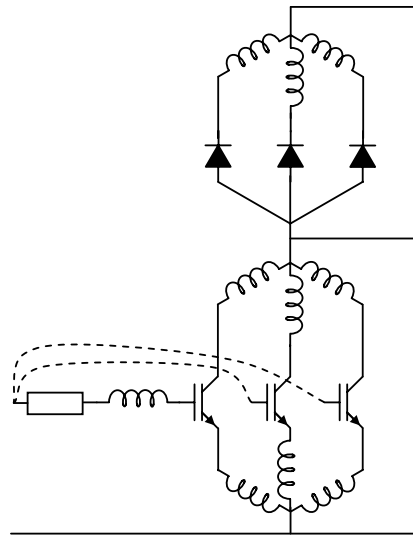


Figure 3 : Cellule de commutation à 3 interrupteurs en parallèle (sans mutuelles inductances)

L'augmentation du nombre d'éléments va rendre l'étude analytique des phénomènes plus difficile voire impossible. Prenons comme exemple l'étude des surtensions à l'ouverture. Dans le cas le plus simple avec une cellule de commutation composée d'une seule branche (Figure 2), tout le courant transite par l'inductance L_m et les interrupteurs sont considérés idéaux. Sous ces conditions, la forme du courant commuté peut être approchée par des signaux trapézoïdaux et la surtension aux bornes des interrupteurs peut se calculer assez simplement de la manière suivante :

$$\Delta V = L_m \cdot \frac{dI}{dt} \quad (1)$$

La même analyse est impossible à mener dans le cas d'une structure plus complexe. D'une part parce que les courants dans chaque branche vont dépendre à la fois des caractéristiques intrinsèques des semi-conducteurs et des éléments parasites du câblage, et d'autre part car les interactions entre les circuits de commande et de puissance vont avoir une influence non négligeable sur la forme des signaux électriques. Sous ces conditions, l'ensemble de la commutation va devenir plus complexe et de nouvelles phases pourraient apparaître.

Dans ces nouvelles structures, la clé du problème est de connaître finement le comportement du convertisseur, et pour cela il faut dépasser l'étude système et rentrer plus en détail dans la modélisation de chaque acteur.

II.2. Déroulement d'une commutation

La structure de la cellule de commutation ayant été développée, intéressons-nous maintenant plus particulièrement aux formes d'onde rencontrées dans le cas d'une cellule simple composée d'une diode et d'un IGBT (Figure 4).

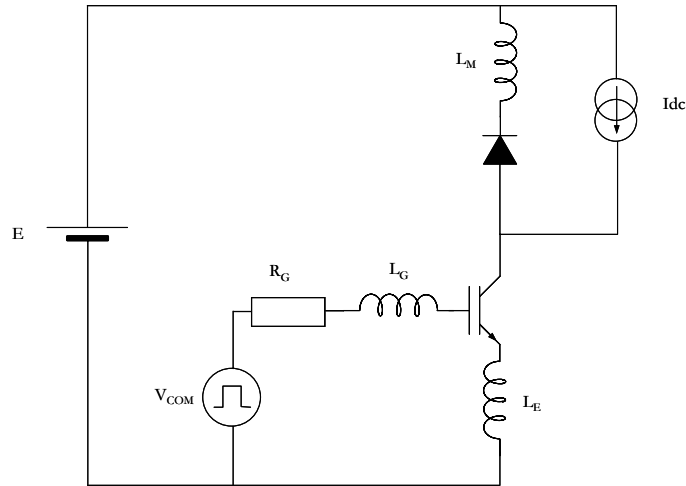


Figure 4 : Cellule de commutation complète

Les phases de commutation peuvent se décomposer en huit étapes successives. Trois régissent le changement d'état à l'ouverture, trois décrivent la fermeture et deux pour les états stables. L'enchaînement des phases est représenté à la Figure 5 [FAIRS].

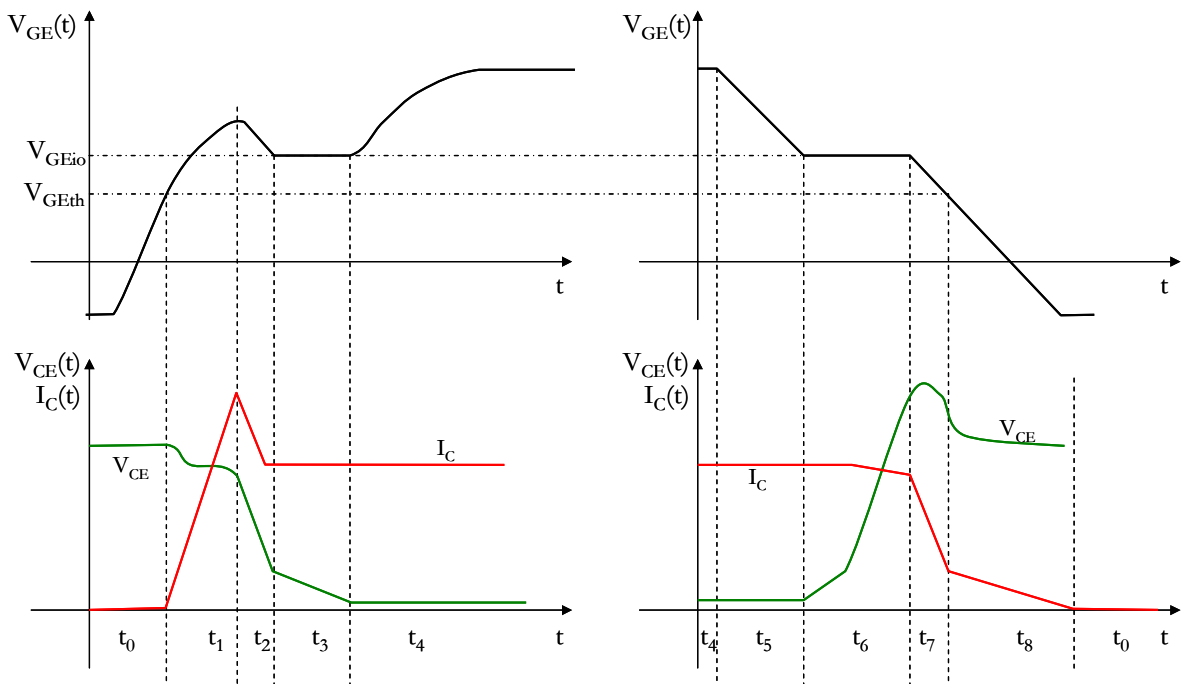


Figure 5 : Détail des étapes de fonctionnement de la cellule IGBT/diode [FAIRS]

Fermeture de l'IGBT:

- t_0 : cette phase représente le début de la fermeture de l'IGBT. La tension V_{GE} augmente exponentiellement avec une constante de temps dépendant de la résistance de grille et des capacités C_{GE} et C_{GC} ($\tau = R_G(C_{GE}+C_{GC})$). Ni le courant de puissance, ni la tension V_{CE} n'évoluent.
- la phase t_1 débute lorsque la tension de grille atteint la tension de seuil du composant V_{GEth} . Généralement, cette tension se situe aux alentours 3V-5V. Tel un MOS, un canal est formé et le composant commence à conduire. Durant cette phase, l'évolution du courant est intimement liée à la tension de grille. Cette phase se termine lorsque la diode retrouve son pouvoir de blocage, approximativement quand le courant atteint la valeur maximale du courant de recouvrement. Dans cette phase, la résistance de grille et la capacité d'entrée vont jouer un rôle important sur l'évolution du dI/dt . Durant cette transition, l'influence du câblage n'est pas négligeable. L'inductance de grille (L_G) n'introduit qu'un léger décalage temporel tandis que l'inductance commune d'émetteur (L_E) voit une forte variation du courant de puissance et aura de fait une influence beaucoup plus marquée (impact sur le dI/dt et sur la tension aux bornes de la puce). Enfin, l'inductance de maille, composée à la fois de L_M et L_E , sera à l'origine de la chute de tension entre le collecteur et l'émetteur de l'IGBT.

$$\frac{dI_c}{dt} = g_{fs} \cdot \frac{dV_{GE}}{dt} \quad (2)$$

- t_2 : une fois que la valeur maximale du courant de recouvrement est atteinte, la diode se bloque et la tension aux bornes de l'IGBT décroît.
- t_3 : la diode est bloquée et la totalité du courant de charge transite par l'IGBT. La tension V_{GE} reste constante durant la charge de la capacité C_{GC} . Ce phénomène est plus communément appelé "phase Miller". Dans le même temps, la tension aux bornes du composant décroît plus lentement.
- t_4 : la phase de fermeture est terminée. Le composant est totalement saturé ($V_{CE}=V_{cesat}$) et la tension de grille augmente exponentiellement jusqu'à la valeur maximale de la tension de commande.

Ouverture de l'IGBT :

- l'ouverture de l'IGBT débute à la phase t_5 avec une décroissance de la tension de commande jusqu'au plateau Miller. Durant cette phase le courant de puissance et la tension aux bornes du composant n'évoluent pas.

- la phase t_6 débute par la montée de la tension aux bornes du composant. Dans cette phase, la vitesse de croissance de la tension peut s'exprimer par la relation (3) liant la tension $V_{GE,Io}$ et la capacité C_{res} (intrinsèque au semi-conducteur) d'une part et par la résistance de grille d'autre part.

$$\frac{dV_{CE}}{dt} = \frac{V_{GE,Io}}{C_{res} \cdot R_G} \quad (3)$$

- t_7 : la tension décroît jusqu' à la valeur finale et le courant se met à décroître très rapidement (4). Ce comportement se rapproche de celui du MOS. Comme à la fermeture (t_1) l'inductance de maille se manifeste dans les phases 6 et 7 en étant à l'origine de la surtension à l'ouverture. Cette variation de tension est d'autant plus importante que le courant décroît rapidement. Si l'inductance de maille est suffisamment faible pour ne pas intervenir sur la variation du courant, la phase d'ouverture est dirigée par des caractéristiques intrinsèques au composant.

$$\frac{dIc}{dt} = g_{fs} \cdot \frac{V_{GE,Io}}{C_{IES} \cdot R_G} \quad (4)$$

- t_8 est la dernière phase. La tension V_{CE} a atteint la tension finale de blocage. Cette phase où le courant de puissance diminue lentement est caractéristique de la partie bipolaire du composant. Les charges accumulées dans la base ne peuvent pas être extraites par les bornes métalliques. La disparition des charges passe par une phase de recombinaison des porteurs qui engendre ce phénomène appelé "courant de queue".

Ce type de représentation est assez limité dans l'analyse du fonctionnement. Elle permet de constater l'enchaînement courant/tension des phases et permet d'identifier rapidement les surtensions appliquées sur les semi-conducteurs. Toutefois, tous les effets pervers du câblage sont difficilement perceptibles à la vue des formes d'onde précédentes. Ceci est d'autant plus gênant que ces effets prendront toute leur importance dans le cadre de structures plus complexes avec plusieurs cellules de commutation imbriquées, comme c'est souvent le cas dans des dispositifs industriels. Dans ce cas, il est impossible de prédéterminer le comportement de manière simple, et il est nécessaire de se munir d'outils informatiques performants, avec des modèles de semi-conducteurs et de câblage reflétant les imperfections des acteurs principaux.

III. LES MODELES DE SEMI-CONDUCTEURS

III.1. Généralités sur les modèles de semi-conducteurs

Le choix d'un modèle de semi-conducteur est un point clé dans la modélisation du convertisseur. La précision des résultats de simulation va dépendre en partie du choix et de la précision de ces modèles. On peut recenser trois grandes familles de modèle [SHENG-00]:

- les modèles numériques utilisant les éléments finis,
- les modèles comportementaux ou empiriques[TZOU-93],
- les modèles mathématiques ou semi-mathématiques qui sont des modèles analytiques basés sur la physique du semi-conducteur[HEFNE-94].

Du modèle numérique, très précis mais contraignant en temps de calcul et très lourd à insérer dans un circuit, au modèle de base de type on/off, peu fiable mais très rapide, les modèles mathématiques semblent offrir un très bon compromis précision/temps de calcul.

Contrairement aux modèles numériques, ces modèles mathématiques ont le gros avantage de pouvoir être utilisés dans des simulateurs circuits et couplés avec d'autres modèles. Dans le cadre d'un prototypage informatique d'un convertisseur, l'assemblage et la cohabitation des modèles de chaque acteur restent des points délicats et notre choix se portera tout naturellement vers des modèles analytiques. Néanmoins, quel que soit le modèle sélectionné, le problème majeur reste la détermination des paramètres d'entrée qui correspondent aux caractéristiques physiques de semi-conducteurs. Cette partie pourrait faire l'objet d'une thèse à elle seule mais des spécialistes dans le domaine ont déjà élaboré plusieurs approches. C'est pour cette raison qu'elle ne sera pas abordée dans cette thèse, mais il est très important de garder à l'esprit la difficulté de la modélisation de ces composants.

Enfin, pour recentrer l'étude sur le comportement global du convertisseur, nous opterons pour un modèle macroscopique des puces en s'appuyant sur des travaux existants [MOREL-94] [WEI-02]. Dans le cadre de cette thèse, nous privilégierons l'étude des contraintes entre puces que celles pouvant apparaître au sein d'une même puce, même si les méthodes proposées pourraient peut être s'adapter à l'analyse des fortes interactions semi-conducteur/câblage entre chaque cellule élémentaire d'une puce.

III.2. Modèles de diodes

La diode est l'élément semi-conducteur de base. Elle est présente dans la plupart des convertisseurs et son utilisation est indispensable. La diode fut le premier composant semi-

conducteur à voir le jour en électronique bas niveau. Cependant, la structure horizontale utilisée dans le domaine de l'électronique n'est plus adaptée, et on lui préférera une structure verticale avec la présence d'une zone faiblement dopée. La classique jonction PN est remplacée par une structure de type PIN (Figure 6). La tenue en tension est liée à la concentration des porteurs et à la largeur de la zone intrinsèque (v).

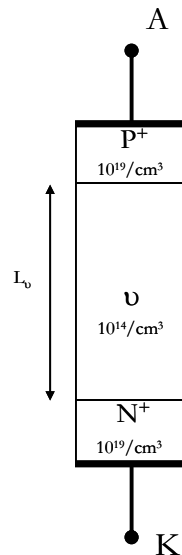


Figure 6 : Structure physique d'une diode PIN

La complexité de ces diodes se résume dans l'étude des charges dans la zone intrinsèque et ceci dans tous les modes de fonctionnement (régimes statiques ou transitoires). Des travaux menés notamment au Cegely montrent que le blocage de la diode est particulièrement difficile à modéliser, car il s'agit de modéliser les phénomènes physiques liés à l'évacuation des porteurs stockés dans la base[MOREL-94]. Cette phase est d'autant plus importante à étudier car elle permet de modéliser le courant de recouvrement de la diode qui contribue en grande partie aux pertes par commutation.

Le modèle de diode développé au Cegely permet de prendre en compte ces phénomènes transitoires liés au transfert de charges. C'est un modèle analytique convenant parfaitement à notre cahier des charges. La commutation est assez fidèlement reproduite avec seulement quatre paramètres technologiques et deux empiriques qui permettent de tenir compte de l'effet du recouvrement dans la zone de charges d'espace[WEI-02].

Signification	Symbole	Unité	Grandeur dimensionnante
Surface effective	A	(mm ²)	courant
Dopage de la base	Nd	cm ⁻³	Tenue en tension
Largeur de la base	W	μm	Tenue en tension
Durée de vie ambipolaire dans la base	τ	ns	Paramètre généralement compris entre 20 et 50ns
Paramètre empirique 1	α	-	Paramètre de réglage des formes d'onde en fin de commutation
Paramètre empirique 2	τ _D	-	

Tableau 1 : Paramètres du modèle de la diode PIN de puissance [WEI-02]

III.3. Modèles d'IGBT

Les composants de type IGBT sont apparus dans le début des années 80. Ce composant est né d'une association transistor bipolaire/MOSFET avec comme objectifs de cumuler les avantages des deux et de s'affranchir autant se faire que peut de leurs inconvénients. Le premier présente comme avantage une faible chute de tension à l'état passant (quelques volts) et le pouvoir de commuter de forts courants. En revanche, la puissance absorbée par le circuit de commande est très importante et sa fréquence de fonctionnement relativement faible. Le second quant à lui présente de médiocres performances à l'état passant avec une résistance élevée et son utilisation reste limitée à la gamme des faibles puissances. Par contre, ses fréquences de fonctionnement élevées (supérieure à 100kHz) et sa structure à grille isolée font de lui le composant idéal dans de nombreuses structures.

L'IGBT combine ainsi les avantages à l'état passant du transistor bipolaire et les qualités en commande du MOS. Ses caractéristiques font de lui un composant qui est de plus en plus intégré dans des dispositifs d'électronique de puissance. Son utilisation dépasse la gamme des moyennes puissances pour venir concurrencer à la fois le MOS en haute fréquence et le GTO ou le BJT pour des applications faibles fréquences[MOTOR-95].

La structure d'un IGBT est proche de celle d'un VDMOS. Les deux composants possèdent la même structure de grille. Une zone épitaxiée dont le dopage et les dimensions sont choisis de façon à tenir les tensions en blocage direct. La principale différence par rapport au VDMOS se situe au niveau de la dernière couche. Un substrat de type P+ remplace la couche N+. Cette

couche va être à l'origine de l'injection de porteurs minoritaires dans la base et permet de moduler la résistivité de la couche N⁻. En fonctionnement, le comportement de l'IGBT se rapproche plus du transistor bipolaire que du MOS. La Figure 7 montre l'empilement des couches successives et les éléments parasites en découplant.

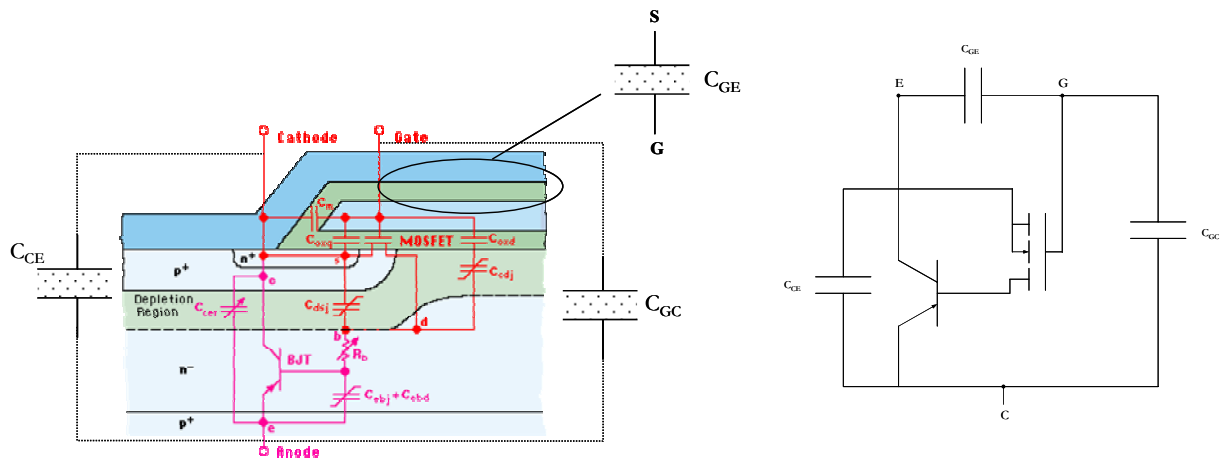


Figure 7 : Structure physique d'un IGBT et sa modélisation de base

On distingue deux types d'IGBT selon la technologie de fabrication adoptée :

- les IGBT de type PT (Punch Through) ou non homogène : ces IGBT possèdent une couche supplémentaire de type N⁺ entre la base et le buffer P⁺. Cette couche permet de réduire la taille de la couche N⁻ pour une tension de claquage donnée et donc de diminuer le nombre de porteur dans la base. Ces composants ont un calibre en tension généralement inférieur à 1200V,
- les IGBT de type NPT ou homogènes : ces IGBT ne possèdent pas de couche supplémentaire et la base est entièrement faiblement dopée.

De part leur structure, les IGBT ne disposent pas en interne de diodes en anti-parallèle et ne peuvent donc pas par conséquent supporter des tensions inverses à l'état bloqué.

Ceci justifie pourquoi dans tous les modules une diode de puissance (de type PIN) avec un calibre en courant équivalent à celui de l'IGBT est associée en anti-parallèle.

Globalement, tous les modèles analytiques présentent des performances équivalentes. Ils reposent tous sur les mêmes hypothèses :

- unidimensionnalité du composant : structure verticale,
- régionalisation de la structure des IGBT délimités par des frontières abruptes.

La difficulté majeure est de prendre en compte les phénomènes de stockage des porteurs dans la base ainsi que les mouvements de charges internes à la structure durant la commutation. La répartition des porteurs est régie par l'équation de diffusion ambipolaire qu'il faut résoudre.

$$D \frac{\partial^2 p(x,t)}{\partial x^2} = \frac{p(x,t)}{\tau} + \frac{\partial p(x,t)}{\partial t} \quad (5)$$

$p(x,t)$: concentration des porteurs selon la profondeur de la couche

D : constante de diffusion

τ : durée de vie des porteurs

Parmi les modèles analytiques d'IGBT disponibles dans la littérature notre choix s'est porté sur le modèle d'Hefner. Les raisons de ce choix sont principalement techniques. Il présente l'avantage d'être déjà implanté dans le logiciel Saber® et c'est un modèle robuste reconnu aussi bien dans le milieu industriel qu'universitaire [HEFNE-94].

Le Tableau 2 reprend les travaux de [DEMAG-03] et résume l'ensemble des paramètres pour ce modèle.

A : surface active de l'IGBT (cm^2)	n_{eff} : concentration effective de minoritaires dans la base (cm^{-3})
A_{ds} : surface équivalente à toutes les puces de l'IGBT (cm^2)	n_i : concentration intrinsèque de porteur (cm^{-3})
A_{gd} : surface équivalente de l'espace intercellulaire dans l'IGBT (cm^2)	P_o : concentration de porteur à la jonction émetteur-base (cm^{-3})
$b = \mu_n/\mu_p$: rapport des mobilités	q : charge électronique élémentaire (C)
C_{bc} : capacité de désertion base-émetteur (F)	Q : charge instantanée des minoritaires stockée dans la base (C)
C_{cer} : capacité collecteur-émetteur (F)	Q_B : charge des porteurs mobiles dans la base (C)
C_{ds} : capacité de désertion drain-source (F)	Q_{bi} : charge de la jonction base-émetteur (C)
C_{gd} : capacité grille-drain (F)	Q_{ds} : charge de la capacité drain-source (C)
C_{gdj} : capacité de désertion grille-drain (F)	Q_{gs} : charge de la capacité grille-source (C)
C_{gs} : capacité de désertion grille-source (F)	R_b : résistance de base qui représente la modulation de la conductivité (Ω)
C_{eb} : capacité intrinsèque émetteur-base (F)	$U_t = kT/q$: tension thermodynamique (V)
C_{ebj} : capacité de désertion émetteur-base (F)	V_{ae} : tension aux bornes de R_b (V)
C_{ebd} : capacité de diffusion émetteur-base (F)	V_{bc} : tension base-collecteur (V)
C_{oxd} : capacité oxide de recouvrement grille-drain (F)	V_{ce} : tension collecteur-émetteur (V)
D_n, D_p : diffusivité des trous, électrons (cm^2 / s)	V_{ds} : tension drain-source (V)
$D = 2D_n D_p / (D_n + D_p)$: coefficient de diffusion ambipolaire (cm^2 / s)	V_{eb} : tension émetteur-base (V)
I_{bss} : courant de base statique (A)	$V_{\text{ebd}}, V_{\text{ebj}}$: tension émetteur-base de diffusion, de désertion (V)
I_c : courant de collecteur (A)	
I_{ceb} : courant de la capacité émetteur-base (A)	

I_{css} : courant de collecteur statique (A)	V_{Bcb0} : tension de claquage de la jonction base-émetteur
I_g : courant de grille (A)	V_{cc} : tension émetteur-collecteur (V)
I_{gen} : courant de génération thermique dans la jonction collecteur-base (A)	V_T : tension de seuil du canal MOSFET (V)
I_{mult} : courant de multiplication d'avalanche (A)	V_{TD} : tension de seuil de la zone de désertion grille-drain (V)
I_{mos} : courant dans le canal du MOSFET (A)	W : longueur de la zone non désertée de la base (cm)
I_{sne} : courant de saturation de la jonction de l'émetteur (A)	W_B : longueur totale de la base (cm)
I_A, I_T : courant totale de l'IGBT (A)	W_{bcj} : longueur de la zone de désertion base-collecteur (cm)
k : constante de Boltzmann (J/K)	W_{dsj} : longueur de la zone de désertion drain-source (cm)
K_{plin} : transconductance de la région linéaire de la caractéristique statique du MOSFET (A/V ²)	W_{gdj} : longueur de la zone de désertion grille-drain (cm)
K_{psat} : transconductance de la région de saturation de la caractéristique statique du MOSFET (A/V ²)	ϵ_{si} : constante diélectrique du silicium (F/cm)
L : longueur de diffusion ambipolaire (cm)	μ_n, μ_p : mobilité des trous, électrons (cm ² /V/s)
M : coefficient de multiplication d'avalanche	μ_c : mobilité due à la collision porteur-porteur (cm ² /V/s)
N_B : concentration de porteurs dans la base (cm ⁻³)	τ_{HL} : durée de vie des porteurs à fort niveau d'injection (s)
N_{sat} : composante de saturation de N_{sc1} (cm ⁻³)	θ : coefficient correcteur de transconductance qui prend en compte la composante transversale du champ électrique
N_{sc1} : concentration de la charge d'espace collecteur-base (cm ⁻³)	

Tableau 2 : Paramètres du modèle d'IGBT d'Hefner [DEMAG-03]

IV. MODELISATION DU CABLAGE

Le câblage est l'étape indispensable dans l'association et l'assemblage des convertisseurs. La connectique joue un rôle important dans la signature Compatibilité ElectroMagnétique (CEM) d'un convertisseur [REVOL-03]. Associées à de fortes variations de courants ou de tensions, les perturbations induites, de nature inductives ou capacitives, vont amplifier les contraintes appliquées sur les autres composants de la structure.

Son influence se caractérise de manière différente selon la gamme de fréquences étudiée et les signaux mis en jeu. Les méfaits du câblage en régime de fonctionnement établi se font moins ressentir, car l'aspect résistif du câblage est souvent masqué par le comportement des autres composants, mis à part dans les applications basse tension [BUTTA-04]. A l'inverse, en haute fréquence, l'aspect capacitif est prépondérant et devient surtout intéressant pour des études CEM. L'étude des phases de commutation correspond à une gamme de fréquences comprises entre quelques kHz et quelques dizaines de MHz. Dans cette gamme de fréquences, nous ne

retiendrons dans un premier temps que l'aspect inductif de la connectique. La longueur d'onde associée, inférieure à dix mètres, est encore bien inférieure aux dimensions des objets à modéliser. Un modèle de câblage basé sur des constantes localisées reste donc valable. En plus de ces considérations purement électromagnétiques appliquées au câblage, nous étudierons l'impact de la fréquence en considérant l'ensemble des acteurs de la commutation.

Le choix de la méthode de modélisation et la représentation sous forme d'un schéma équivalent doivent satisfaire à la fois des critères répondant à un outil d'analyse et aussi à un outil de conception. Autrement dit, le modèle devra être le plus simple possible mais complet, robuste et se mariant bien avec les autres éléments du circuit (module analyse). De plus, l'ensemble des caractéristiques pouvant qualifier l'influence du câblage devra aussi être extraite de ce modèle de manière rapide.

Dans le registre de la modélisation de la connectique par des impédances, notre choix s'est porté sur la méthode PEEC qui sera brièvement présentée dans le paragraphe suivant.

IV.1. Méthode PEEC

La méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit) est une méthode couramment utilisée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (LEG) dans la modélisation des liaisons électriques. Elle permet d'obtenir directement un modèle équivalent de la connectique d'un système sous forme d'un circuit R,L,M. Qui plus est, cette méthode, basée sur des formulations analytiques, concentre toute la modélisation dans les conducteurs évitant ainsi la description de l'espace autour des conducteurs. Cette propriété peut très vite devenir un atout important dans la modélisation d'objets 3D par rapport aux autres méthodes de type éléments finis.

Cette approche reste néanmoins exacte seulement si la densité de courant est uniforme et si la propagation du courant est unidirectionnelle dans le conducteur, ce qui restreint considérablement le nombre d'applications. La montée en fréquence et la disposition des objets dans des dispositifs d'électronique de puissance ne permettent pas de respecter ces conditions. La répartition du courant est souvent imprédictible surtout dans des structures telles que les busbarres avec plusieurs accès à l'intérieur d'une plaque. Pour prendre en compte ces phénomènes physiques, il faut subdiviser le conducteur en mailles élémentaires. De nombreux travaux menés au LEG ont permis d'adapter cette méthode à des dispositifs complexes, le tout intégré dans un logiciel : InCa.

Le recours à deux types de maillage va permettre la modélisation de tous les systèmes qu'il s'agissent de conducteurs longitudinaux ou planaires :

- maillage 1D : le sens de propagation du courant dans la barre est connue (Figure 8a). La surface de passage du courant (grisée sur la Figure 8b) est discrétisée en sections élémentaires (Figure 8c)[GUICH-01];

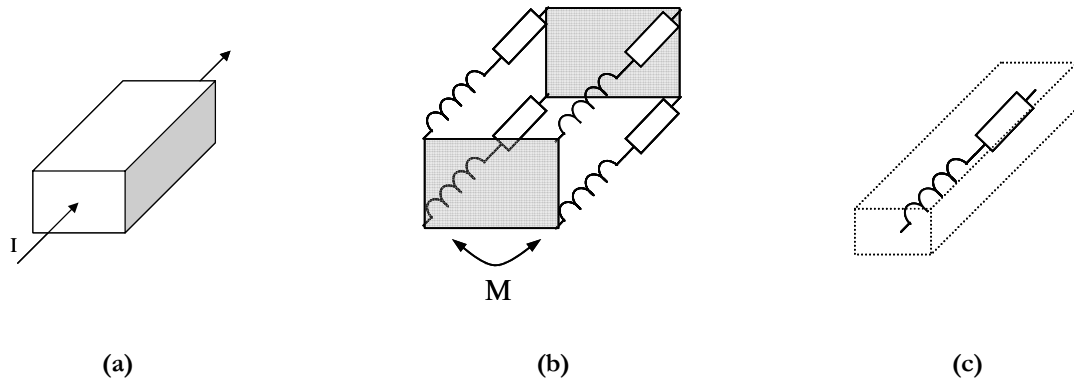


Figure 8 : Description du maillage 1D

- maillage 2D : la propagation du courant dans le conducteur n'est pas connue. La disposition en quadrature des éléments permet de tenir compte de la propagation du courant dans tout le conducteur (Figure 9). A noter que le courant dans l'épaisseur de la plaque est considéré uniforme. Ce type de maillage est indispensable lorsque l'on devra traiter des problèmes de type plaques à plusieurs accès[BESAC-01]. La Figure 9 présente une plaque avec une borne d'entrée du courant et deux sorties.

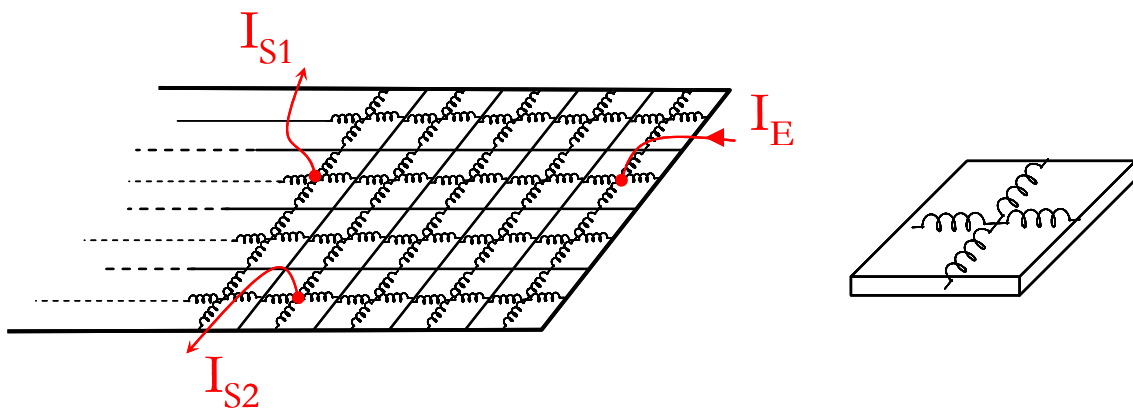


Figure 9 : Représentation de la maille élémentaire dans le maillage 2D

Cette étape de maillage et de discrétisation est encore une étape délicate à gérer pour l'utilisateur, car il ne dispose pas d'indications précises sur le nombre de mailles élémentaires, à la différence des éléments finis où, classiquement, deux subdivisions dans l'épaisseur de peau suffisent. Bien qu'un maillage dense soit souvent garant d'une bonne représentation des

phénomènes, l'utilisateur se retrouve donc face à un compromis entre précision et temps de calcul.

Le choix de la densité de maillage ne s'arrête pas à cette remarque. Il y a une précaution à prendre lorsque les systèmes sont fortement maillés. A une largeur de plaque fixée, plus la densité du maillage augmente et plus la surface de chaque subdivision diminue. La connexion d'une amenée de courant doit prendre en compte la surface effective connectée et non arriver sur une seule maille, sans quoi l'impédance calculée risque de n'être représentative que d'une partie du câblage (les mailles d'entrée et de sortie). On peut appeler cela "zone d'influence" de la connexion au maillage 2D.

La difficulté va surtout se faire ressentir dans les dispositifs planaires couramment utilisés en électronique de puissance avec une modélisation 2D des objets. Cependant on sera vite limité dans le nombre de subdivisions car ce type de représentation est très gourmand en nombre de mailles. En plus des difficultés d'exploitation des résultats, liées au grand nombre de variables, se poseront aussi des problèmes du traitement informatique des données (temps de calcul et capacité mémoire).

Que ce soit dans le cadre d'une phase de conception ou d'analyse, la taille du problème obtenue va donc être un critère déterminant. Une étude de sensibilité a été menée pour évaluer l'importance du maillage sur la valeur des impédances calculées. Cette étude a surtout été conduite sur des dispositifs 2D (plaques), le maillage 1D étant moins problématique. La Figure 10 montre l'évolution de l'inductance en fonction de la fréquence dans une plaque. Ce genre de dispositif simple est représentatif des objets 2D rencontrés couramment (busbarres, DBC, ...).

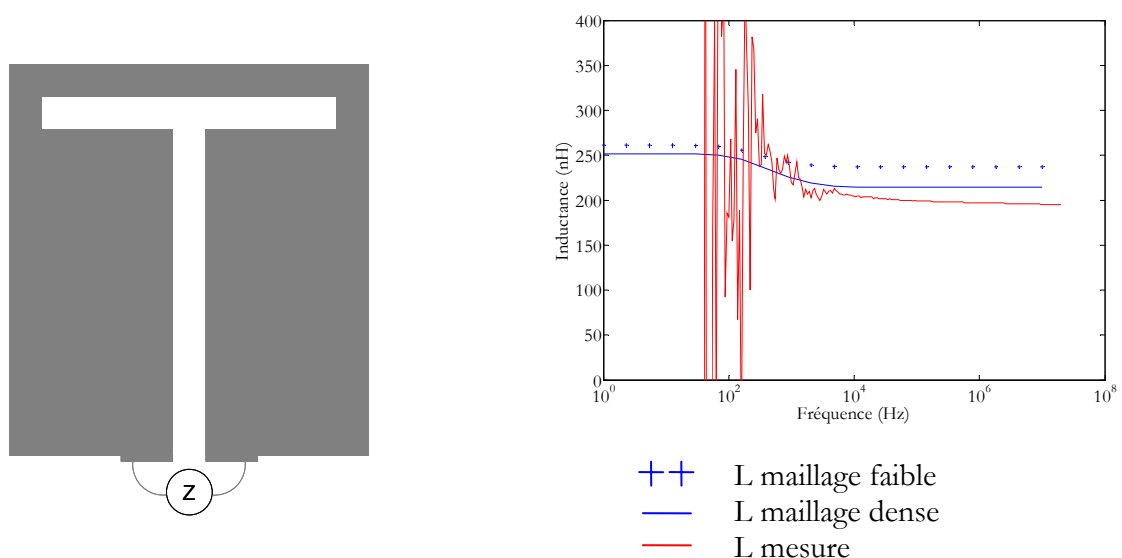


Figure 10 : Comparaison mesure/simulation pour différents maillages

Cette étude préliminaire va nous permettre d'évaluer l'exactitude des valeurs simulées en fonction du nombre d'éléments et ainsi donner des indications pour le problème de la densité de maillage. En comparant les valeurs d'inductances mesurées et simulées, on peut être rassuré quant aux valeurs obtenues entre les simulations, réalisées avec un maillage dense, et les valeurs mesurées au pont d'impédance Agilent 4294A puisque l'erreur est inférieure à 10%. Il faut cependant rappeler que les mesures d'inductances sont toujours très délicates à mener compte tenu de leurs faibles valeurs. L'erreur observée peut aussi bien être attribuée à la précision du pont d'impédance qu'à la méthode de modélisation utilisée qui a tendance à surévaluer les impédances (propagation du courant en quadrature dans les plaques). Cette tendance est accentuée quand le maillage se dégrade mais les résultats obtenus avec un système faiblement maillé ne montrent pas d'incohérence sur les impédances calculées. L'erreur (17%) reste somme toute raisonnable pour du pré dimensionnement.

Cette modélisation avec un maillage dégradé va devenir un atout important dans la phase de conception informatique, qui va se traduire par un gain de temps considérable. Cependant, cette modélisation présente toujours l'inconvénient d'être très lourde à utiliser. Une approche qui consiste à exporter directement des résultats vers un simulateur circuit a vite présenté ses limites. A titre d'exemple, la modélisation d'une plaque avec un maillage 2D avec 10 mailles sur la largeur et 30 sur la longueur aboutit à une matrice impédance pleine de 640×640 soit 409600 éléments distincts !

Même avec un dispositif faiblement maillé, le concepteur a besoin d'un schéma équivalent simple, proche de ceux utilisés pour décrire les mailles de commutation, et qui permettra d'identifier très finement les problèmes liés au câblage.

IV.2. Présentation du modèle de câblage

La mise en place d'un modèle de câblage n'est qu'un moyen détourné permettant d'offrir à l'utilisateur un schéma plus clair et plus facile à analyser. De nombreux modèles permettant la description de la connectique existent déjà dans la littérature [BESAC-01] [BUTTA-04]. Les modèles de base, constitués d'une simple inductance modélisant la cellule de commutation, sont insuffisants lorsqu'il s'agit d'étudier finement les commutations. D'autres modèles, plus fins, adoptent comme stratégie une modélisation de chaque portion de circuit par une impédance [FREY-03]. Cette technique, si elle permet de bien modéliser tout le comportement inductif du convertisseur, présente l'inconvénient d'être fortement liée à la géométrie du système et donc spécifique à chaque objet.

L'approche développée par la suite se veut plus générique et facile à intégrer, soit dans une démarche de conception et d'optimisation soit dans un processus de comparaisons de plusieurs produits.

IV.2.a. Modèle vu des entrées/sorties

Le modèle visé dans notre étude doit être le plus général possible. Il doit reproduire les effets inductifs, notamment imposés aux autres éléments du système, tout en s'intégrant aussi bien dans une phase d'analyse que dans une boucle d'optimisation. Dès lors, une représentation intime du convertisseur dans ses moindres détails avec un lien étroit avec la géométrie ne semble pas indispensable.

Un modèle basé sur les entrées/sorties répond à tous les critères nécessaires à un outil de conception. Ce type de modèle très utilisé dans la modélisation des transformateurs [SCHEL-99] présente l'avantage d'être générique. Il peut être utilisé aussi bien pour les câbles, pour la modélisation des busbarres et même pour la connectique interne des modules (interrupteur simple ou module complet)

Dans ce type de représentation, l'objet est considéré comme une boîte noire où seuls les points d'accès sont accessibles et où toute notion de géométrie a disparu. La construction de ce modèle s'effectue en quatre étapes. Nous présenterons les phases de construction en prenant comme exemple la modélisation d'un banc de condensateurs, illustré à la Figure 11. Ce dispositif est composé de deux plaques sur lesquels sont connectés trois condensateurs.

- 1^{ère} étape : identification des entrées/sorties du système qui correspondront aux points d'interfaçage entre le modèle de câblage et les autres composants du système : dans l'exemple précédent on dénombre dix accès : deux entrées pour le lien avec le bus continu (Entrée+ et Entrée-), six connections pour les trois capacités (C1p, C2p, C3p, C1m, C2m et C3m) et enfin deux sorties vers le convertisseur (Sortie+ et Sortie-).
- 2^{ème} étape : regroupement des points électriquement reliés. Dans l'exemple traité, les dix accès précédents se répartissent équitablement sur chaque barre.
- 3^{ème} étape : parmi chaque groupe, on choisit arbitrairement un point de référence (Entrée+ et Entrée- par exemple).

- 4^{ème} étape : calcul des impédances entre le point de référence et les autres électriquement liés. La matrice de l'équation (6) permet d'exprimer toutes les tensions indépendantes en fonctions des courants branches.

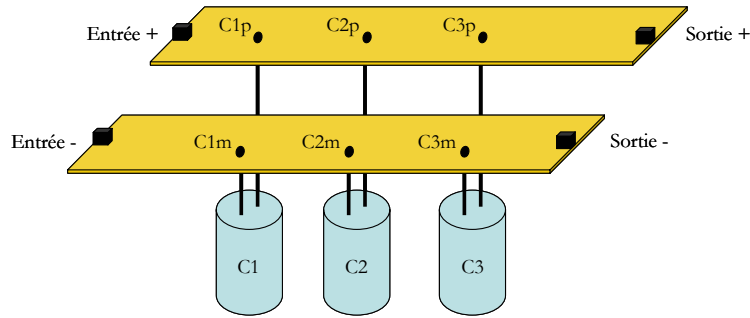


Figure 11 : Présentation du dispositif de démonstration

La matrice impédance associée obtenue d'une résolution circuit de l'ensemble du dispositif maillé est représentée dans (6).

$$\begin{bmatrix} V_{C1p-Entree+} \\ V_{C2p-Entree+} \\ V_{C3p-Entree+} \\ V_{Sortie+-Entree+} \\ V_{C1m-Entree-} \\ V_{C2m-Entree-} \\ V_{C3m-Entree-} \\ V_{Sortie--Entree-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + jL_1\omega & \dots & M_{R8} + jM_8\omega \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{R8} + jM_8\omega & \dots & R_8 + jL_8\omega \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{C1p-Entree+} \\ I_{C2p-Entree+} \\ I_{C3p-Entree+} \\ I_{Sortie+-Entree+} \\ I_{C1m-Entree-} \\ I_{C2m-Entree-} \\ I_{C3m-Entree-} \\ I_{Sortie--Entree-} \end{bmatrix} \quad (6)$$

La dimension de la matrice impédance réduite (6) est déterminée par le nombre de points de connexion et potentiels indépendants (7). Cette méthode permet de diminuer considérablement la taille de la matrice impédance. Dans ces conditions, il devient alors envisageable d'insérer un composant représentatif du câblage dans un simulateur circuit.

$$\text{Nb}_{E/S} - \text{Nb}_{\text{plaque}} \quad (7)$$

$\text{Nb}_{E/S}$: Nombre total de points d'entrés/sorties

$\text{Nb}_{\text{plaque}}$: Nombre de groupement de points électriquement liés

Cependant, on note que le système d'équations régissant le comportement électrique représenté dans l'équation (6) comporte des couplages avec des parties réelles non nulles. Ces

parties réelles du couplage (M_{Ri}) que l'on pourrait appeler des "mutuelles résistances" représentent les pertes Joules dues aux courants induits ou de conduction dans les plaques [BESAC-03]. Bien évidemment, ces éléments ne sont que le résultat de calculs matriciels, et n'existent pas physiquement; aucun composant disponible dans les bibliothèques des simulateurs circuits ne permet de les représenter.

Une alternative, basée sur des éléments découplés obtenus par changement de base, a été développée pour pouvoir tenir compte de l'ensemble de la matrice impédance. Ce modèle dérivé du précédent fait alors apparaître des éléments négatifs [BESAC-01]. Cette approche reste valable à partir du moment où la physique des phénomènes est respectée : autrement dit, chaque impédance mesurée entre chacun des points d'accès sera toujours positive [KERAD-94]. Ce modèle, bien que complet, montre des limites d'utilisation lors de simulations temporelles. Les éléments négatifs posent de nombreux problèmes de convergence aux simulateurs. Une autre solution consiste à insérer des sources de courants et de tensions liées [BUTTA-04] mais dans un processus de simplification, l'ajout de nouveaux éléments ne semble pas être une solution optimale.

La solution ici retenue est la description de la matrice impédance en programmant directement les équations différentielles dans un nouveau composant (8). Pour les simulateurs qui acceptent ce type de description, ce mode de représentation permet de fournir un modèle robuste sans utiliser les composants classiques.

$$V_i = \sum_{j=1}^n R_{ij} \cdot I_j + L_{ij} \cdot \frac{dI_j}{dt} \quad (8)$$

La Figure 12 représente, pour le système de la Figure 11, le composant "connectique" généré automatiquement en langage MAST (Saber®) dans lequel sont décrits les équations différentielles.

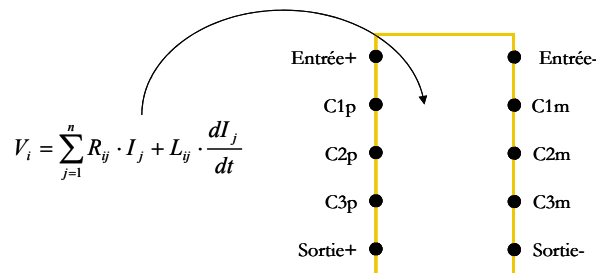


Figure 12 : Représentation des interconnexions à base hyperbloc et d'équations différentielles

Afin de bien se rendre compte de la généricité de ce modèle et du choix arbitraire du point de référence, nous allons comparer le courant dans une capacité avec deux points de références distinct : Entrée+ et Entrée- d'une part et C1p et C3m d'autre part (Figure 13).

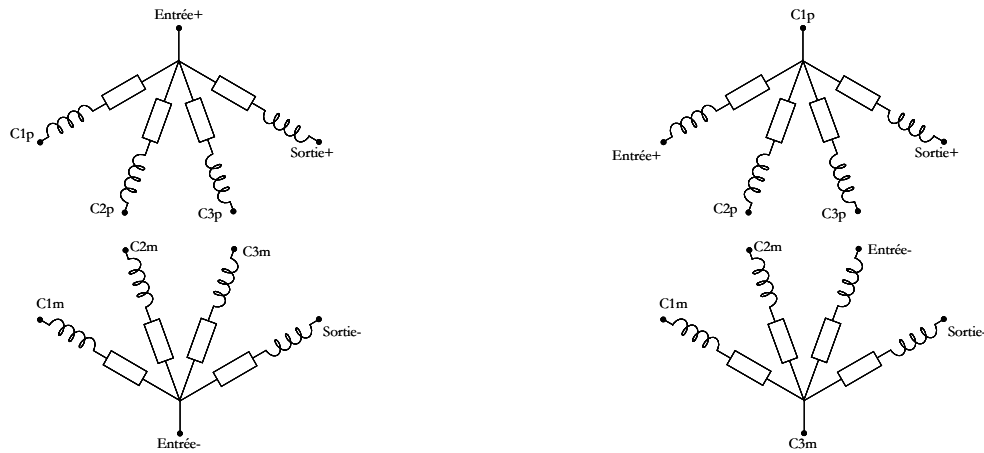


Figure 13 : Deux types de représentation

Selon la configuration adoptée, la matrice impédance et le schéma équivalent du système seront différents. Néanmoins replacé dans un circuit, les grandeurs électriques observées vu des entrées/sorties sont parfaitement identiques quelque soit la configuration choisie.

La Figure 14 présente la structure de test et le courant dans la capacité C1 pour les quatre points de références retenus.

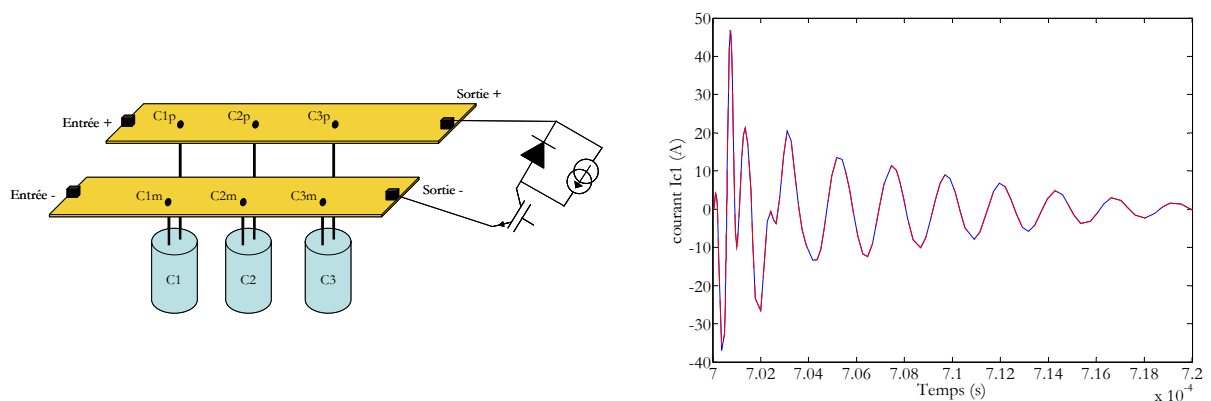


Figure 14 : Comparaison des courants avec deux points de référence différents

IV.2.b. Choix de la fréquence de résolution

Dans les modèles de câblage basés sur les constantes localisées, la représentation des interconnexions est obtenue par des éléments constants réunis au sein d'un circuit. L'ensemble de ces éléments réunis permet de déterminer une impédance globale qui varie selon les conditions d'excitation et notamment selon la fréquence de calcul des éléments.

Cependant en resituant la modélisation du câblage dans son environnement, il n'est pas critique de considérer les inductances constantes (déterminées pour une fréquence). En effet, les variations des éléments parasites se situent la plupart du temps en basse fréquence et sur une gamme assez réduite. Dans cette plage de fonctionnement, les éléments associés au câblage comme les inductances ou les semi-conducteurs présentent une impédance largement supérieure à celle proposée par les inductances de câblages ($L\omega$ faible). Par contre, dans le cas de l'étude des commutations où les signaux sont à large spectre, l'influence du câblage devient prépondérante. Dans cette gamme de fréquence, l'inductance reste constante et une approximation à la fréquence équivalente au front de montée (9) semble appropriée. Les temps de commutation avoisinant actuellement la centaine de nano secondes, les fréquences équivalentes de commutations se situent aux alentours du méga Hertz.

$$F_{eq} = 0.35 / t_m \quad (9)$$

Pour appuyer cette approximation, nous proposons de comparer les formes d'onde simulées entre un circuit utilisant la réduction d'impédance (schéma électrique associé au calcul des impédances à la fréquence équivalente) et le circuit basé sur le maillage et intégralement importé du logiciel InCa.

Nous allons nous placer dans un cas très défavorable où la connectique présente une forte variation de l'inductance en fonction de la fréquence.

Le dispositif de la Figure 15a est composé deux plaques côte à côte, constituant la partie câblage, et d'une cellule de commutation, composée de deux sources et de deux semi-conducteurs. Les deux plaques sont suffisamment maillées (environs 500 subdivisions), et on constate une variation de 25% de l'inductance. Un maillage plus fin augmenterait de trop le nombre d'éléments pour les simulations temporelles.

Ce type de système est représentatif des structures 2D plans, avec une décroissance rapide de l'inductance dans une gamme de fréquence réduite comprise entre 100Hz et 10 KHz (Figure 15b). Cette décroissance est synonyme de concentration des lignes de courant sous les effets de peau et de proximité.

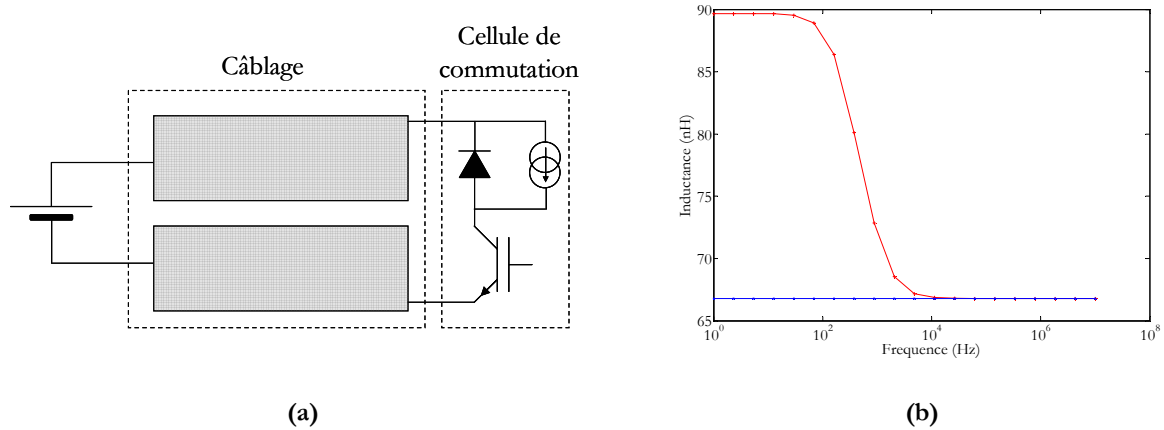


Figure 15 : comparaison entre modèle complet et modèle réduit

La Figure 15b représente la réponse harmonique du système dans les deux types de représentation de la connectique. On peut se demander si au sein du dispositif, la variation de l'inductance constatée (essentiellement en basse fréquence) sera perceptible dans la réponse temporelle des signaux.

La Figure 16 présente le courant lors de la mise en conduction de l'IGBT et la tension collecteur-émetteur au blocage en prenant en compte tous les composants du dispositif de la Figure 15a. Les signaux obtenus avec les deux modèles dans les premiers instants des commutations sont identiques. On peut tout de même observer dans un second temps une légère différence sur la pulsation et l'amplitude des oscillations de la tension.

En ce qui concerne la précision, les deux modèles peuvent être considérés comme équivalents. Par contre, d'un point de vue temps de simulation le choix est clair : dans un cas il faut s'attendre à plusieurs heures de calcul avec des problèmes de mémoire pour les structures fortement maillées tandis que dans le cas d'un schéma équivalent basé sur les entrées-sorties, les simulations sont très rapides et la durée de simulation est indépendante du nombre de subdivisions.

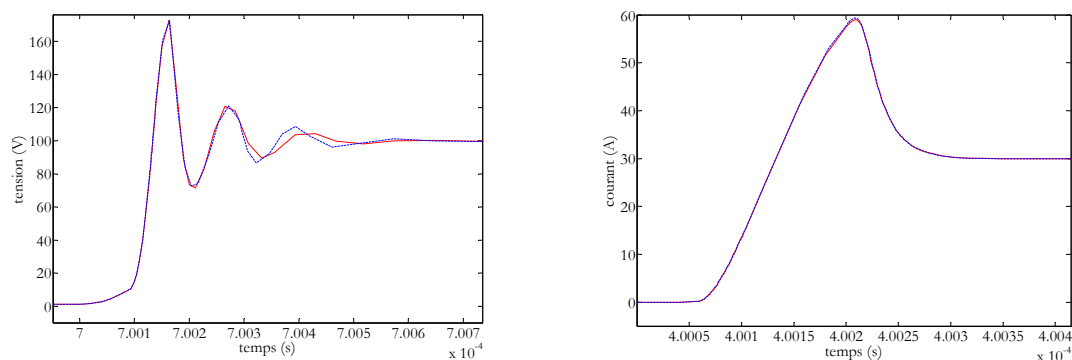


Figure 16 : Comparaison des tensions et des courants en considérant deux modèles de câblage

IV.2.c. Avantages et limites d'utilisation

- Atouts du modèle

De part sa simplicité, sa mise en œuvre est facilement automatisable. De plus, sa présentation sous forme d'un composant classique rend son utilisation particulièrement aisée pour l'utilisateur. Ce modèle a aussi l'avantage de proposer un schéma équivalent identique pour des objets réalisant la même fonction électrique avec le même nombre de connections, mais ayant une géométrie différente.

Ceci va rendre possible la comparaison de plusieurs systèmes. Cette approche sera développée plus loin dans le mémoire et sera à la base des règles de conception.

- Limites d'utilisation

A l'inverse, on peut reprendre les avantages précédemment énoncés et les développer en inconvénients. Il est vrai qu'avec ce type de schéma, on perd la notion de représentation géométrique ce qui rend quasi impossible le retour sur analyse à moins de procéder de manière itérative.

Le deuxième inconvénient majeur se situe au départ du processus de modélisation. La réduction d'ordre du schéma électrique nécessite obligatoirement le choix d'une fréquence pour la détermination des impédances. En toute rigueur, ce type de représentation n'est valable qu'à cette fréquence puisqu'il ne prend pas en compte les variations en fonction de la fréquence des éléments parasites. Le choix de la fréquence va donc être déterminant dans la phase de fonctionnement visée : calcul des éléments résistifs en basse fréquence ou choix des éléments inductifs en haute fréquence. En aucun cas, un tel modèle permettrait de rendre compte du comportement d'un convertisseur sur l'ensemble de sa gamme de fonctionnement

Actuellement, cette représentation mono fréquentielle semble suffisante pour les applications visées, comme cela a été illustré précédemment. Si l'occasion se présentait de vouloir rallonger la gamme de fréquence étudiée, il faudrait alors proposer des solutions permettant de tenir compte des effets fréquentiels. Deux pistes semblent assez prometteuses:

- l'association de circuits RL sous forme de réseaux en échelle (Figure 17a) ou en série (Figure 17b). Dans ces conditions, il s'agira d'exprimer de la même manière les mutuelles [SCHEL-99].

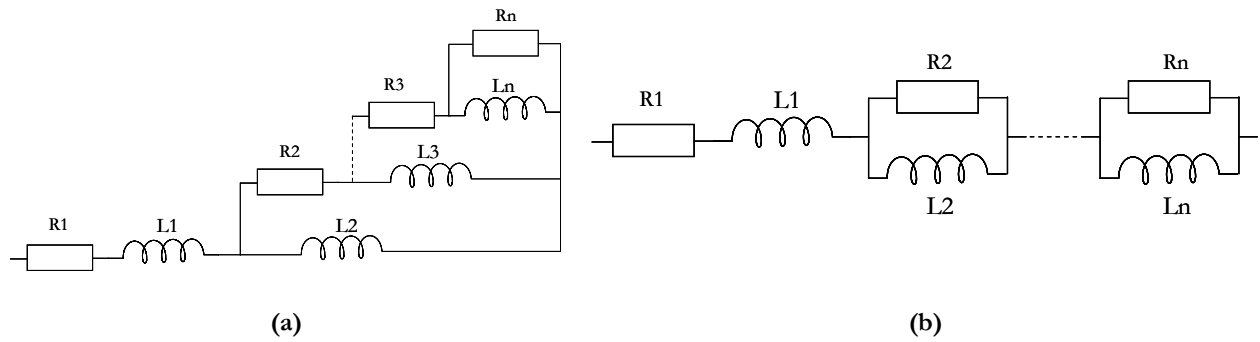


Figure 17 : Modélisation par un réseau en échelle (a) et par un réseau en série

- établir un lien mathématique qui permettrait de relier l'inductance à la variation de courant. La tension induite pourrait s'exprimer sous la forme :

$$\Delta V = L \left(\frac{dI}{dt} \right) \cdot \frac{dI}{dt} \quad (10)$$

Cette étude reste du domaine de la recherche qu'il faudrait entamer si cela s'avérait nécessaire.

IV.3. Extension de la modélisation inductive aux aspects capacitifs

Pour beaucoup d'études, la partie inductive de la connectique suffit à déterminer le comportement électrique du convertisseur. Ce type de modèle atteint sa limite lorsqu'il s'agit de mener des études de CEM. La prise en compte des capacités parasites est essentielle pour obtenir le spectre des signaux sur des gammes de fréquences plus élevées.

Des circuits équivalents ont déjà été élaborés pour la modélisation de transformateurs. Ces circuits équivalents sont composés de deux parties indépendantes mises en parallèle : une partie inductive et une partie capacitive [SCHEL-99].

De la même façon que le modèle présenté dans le paragraphe précédent, ce modèle s'attache à représenter le comportement global du composant en insérant des capacités parasites entre les bornes du composant. Ce type d'approche peut facilement être transposable à nos applications puisqu'il est lui aussi basé sur les entrées/sorties du système. L'aspect capacitif pourra ainsi être modélisé par un hyperbloc "capacitif" [MUSZN-04]. Ces capacités seront calculées et localisées par exemple sur les points de référence des potentiels [BESAC-01].

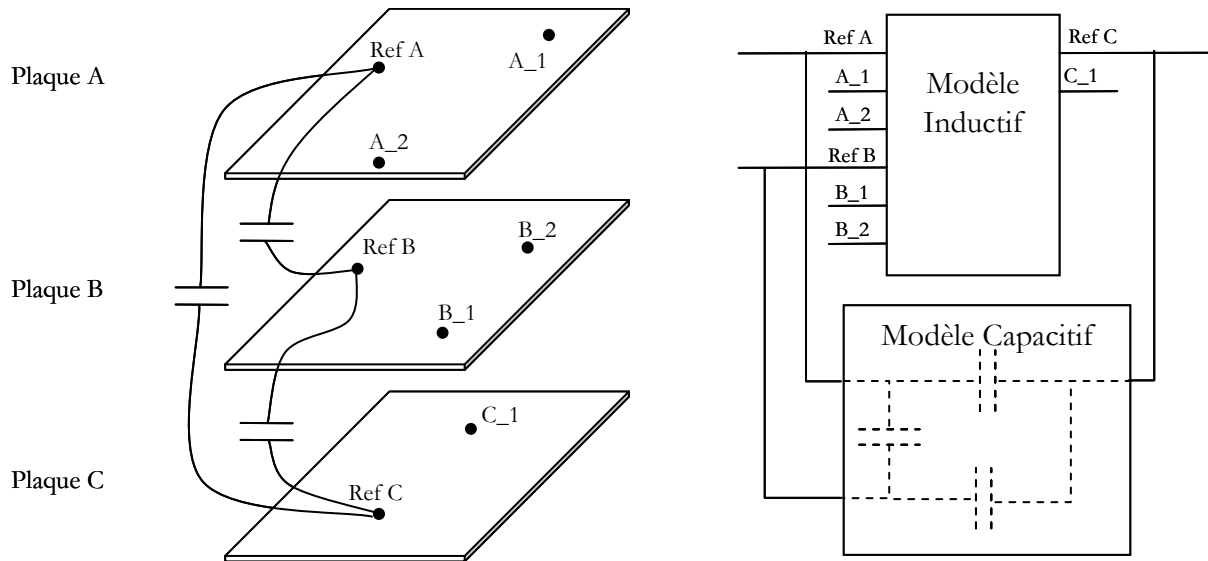


Figure 18 : Modélisation inductive et capacitive de 3 plaques à multiples accès

V. CONCLUSION

Ce chapitre a présenté les différents modèles à mettre en œuvre dans le cadre du développement d'un outil d'analyse permettant l'étude fine des commutations. Parmi les modèles de semi-conducteurs disponibles dans la littérature, notre choix s'est porté tout naturellement sur des modèles mathématiques offrant le meilleur compromis précision/temps de calcul. De la même façon, un modèle de câblage performant a été présenté. Basée sur la méthode PEEC, la représentation du câblage mise en œuvre sur la base des équations différentielles reliant les Entrées/Sorties s'intègre parfaitement dans un simulateur circuit (Saber, VHDL AMS, ...). Sous cette forme, la description de la connectique est très facile à mettre en œuvre pour le concepteur. Enfin, ce modèle, en plus de respecter les critères liés à la robustesse d'un outil d'analyse, présente aussi la faculté de s'intégrer dans un outil de conception. Des limites d'utilisation ont été mises en évidence. Celles-ci ne se révèlent pas contraignantes pour l'instant. Dans le cas contraire, quelques pistes pouvant conduire à les résoudre, ont été présentées.

CHAPITRE 3 : Outils d'analyse

I. OUTIL D'ANALYSE : APPROCHE PAR UN SIMULATEUR CIRCUIT

I.1. Vers un prototypage virtuel

La phase de conception est l'une des étapes les plus coûteuses dans le processus de mise en oeuvre d'un nouveau produit. Elle nécessite un investissement humain et financier considérable. Aujourd'hui encore, la phase de prototypage est du type essai/erreur où les produits sont fabriqués en petite série puis testés et validés. En électronique de puissance, le but étant de trouver un compromis entre fiabilité, compatibilité électromagnétique, pertes, coût, volume, mécanique ... [HUDGI-99]. Cette démarche de développement au cas par cas se reproduit jusqu'à obtenir une solution respectant au mieux l'ensemble des contraintes du cahier des charges. Ce type de développement est loin d'être optimal tant d'un point de vue financier que de la maîtrise du produit final.

Le prototypage virtuel consiste à remplacer un objet réel existant par un objet informatique capable de reconstituer fidèlement le comportement (électrique, magnétique, thermique, mécanique, ...) d'un convertisseur. Ce concept est un bon moyen de s'affranchir des étapes intermédiaires de dimensionnement et de validation en s'octroyant la possibilité de tester un plus grand nombre de réalisations plus facilement.

Ce prototype virtuel ainsi développé présente un second intérêt. Il doit aussi permettre une connaissance plus fine du fonctionnement du convertisseur et rendre possible l'analyse des grandeurs difficilement accessibles avec des moyens traditionnels de mesure. On peut citer comme exemple la cartographie des densités de courant dans une plaque, le courant dans les puces à l'intérieur d'un module, la tension aux bornes des puces ou bien encore le courant dans des condensateurs.

Néanmoins, le développement d'un tel concept est difficile à mettre en oeuvre. Il faut tenir compte de l'ensemble des acteurs avec suffisamment de précision et de leurs éventuelles interactions qui interviennent toutes sur les performances du convertisseur [POPOV-03].

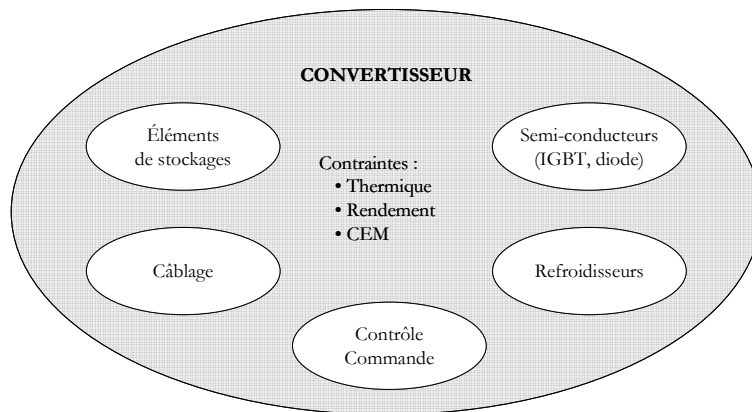


Figure 19 : Constituants d'un convertisseur

L'étude d'une seule partie d'un convertisseur (câblage, semi-conducteur, commande, ...) ne suffit pas à expliquer tous les phénomènes parasites et donc à fournir un modèle fiable du système. Les acteurs principaux de la commutation, décrits dans le chapitre précédent, agissent de manière importante sur les contraintes. Les interactions entre chaque acteur ne facilitent pas l'analyse du dispositif. Il est très difficile de séparer l'influence des divers protagonistes et de quantifier l'importance des uns par rapport aux autres.

Chaque jour, les industriels sont confrontés à ce type de problème. L'expérience des concepteurs de la société MGE UPS Systems a montré, dans un cas particulier, les interactions existantes à l'intérieur d'un onduleur, entre, d'une part, des modules de puissance et d'autre part, la connectique de liaison entre les modules et les sources. Plusieurs associations modules-câblage ont été testées. L'article [PASTE03] présente les différentes formes d'onde obtenues qui mettent en évidence l'influence à la fois la technologie des puces IGBT et à la fois la structure du câblage associée. La Figure 20 présente les tensions collecteur-émetteur aux bornes d'un IGBT en commutation dans quatre configurations. Dans un premier temps, l'influence du câblage est mis en évidence en associant à deux circuits un même module (IGBT#1/Circuit 1-a – Circuit 1-b). Dans le cas d'un "bon" câblage (Circuit 1-b), les surtensions et les oscillations sont fortement diminuées. L'influence des semi-conducteurs peut s'observer en comparant les associations Circuit 2/IGBT#1 – IGBT#2. Les formes d'onde montrent un effet significatif sur les surtensions et sur les retards.

En conclusion de cet article, le choix d'un bon câblage n'est pas toujours garant d'une faible surtension et la combinaison d'un "mauvais" câblage avec un "bon" module peut donner des résultats satisfaisants. Il est donc indispensable d'associer semi-conducteurs et câblage pour garantir la précision des simulations.

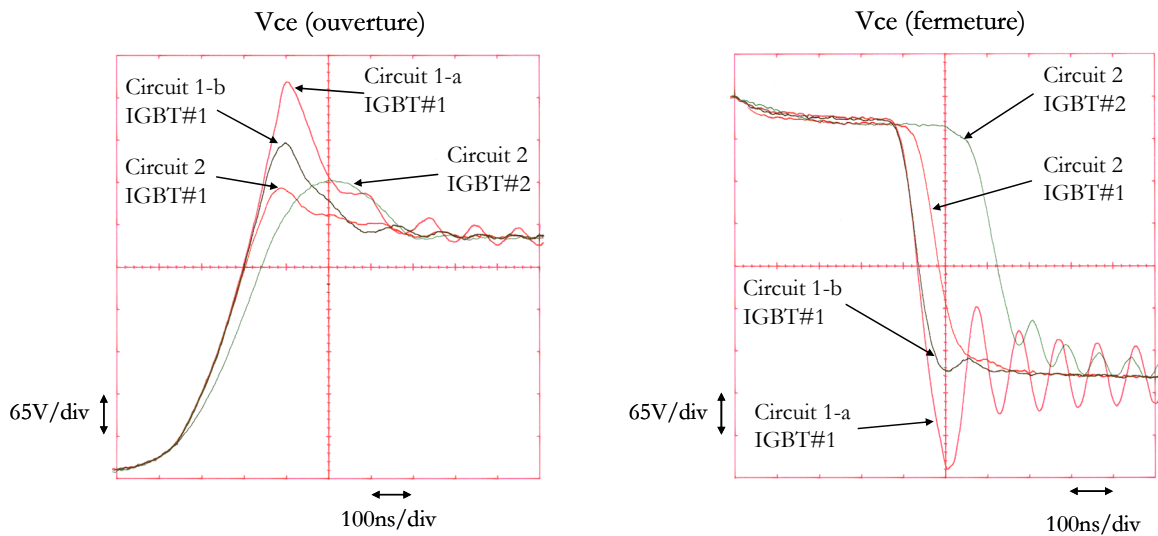


Figure 20 : Exemple d'association câblage/semi-conducteur d'après [PASTE03]

Le prototypage virtuel est né de cette constatation qui consiste à traiter l'ensemble des acteurs et de les réunir dans un même environnement (Figure 19) pour prendre en compte les caractéristiques de tous les composants. Néanmoins, selon le niveau de finesse du modèle requis, la modélisation de chaque composant ne peut se faire qu'à partir de logiciels dédiés, car l'outil pluridisciplinaire capable de modéliser l'ensemble des acteurs (semi-conducteur, câblage, thermique, mécanique, ...) n'existe pas.

L'idée est donc de modéliser les différents intervenants indépendamment les uns des autres sous une forme générique et de les décrire sous forme d'équations différentielles. Une fois chaque partie modélisée, la construction du prototype "virtuel" consiste en l'association de tous les modèles dans un environnement unique capable de résoudre les équations différentielles (simulateurs circuits de type Saber® ou PSPICE®). Cette démarche permet de faire progresser le niveau de modélisation en s'appuyant sur la force des outils dédiés et des simulateurs circuits.

La suite du document se portera sur la modélisation de la connectique et sur la représentation du câblage, en vue de son intégration dans un outil d'analyse. Nous illustrerons nos méthodes avec des objets existants utilisés actuellement dans les onduleurs de fortes puissances.

I.2. Modélisation de la connectique par une approche modulaire

Malgré tous les efforts portés sur la méthode de modélisation du câblage et sur la simplicité des modèles équivalents, les structures très complexes restent très lourdes à modéliser tant du point de vue de la description géométrique que du temps de calcul. Toutefois, si l'on s'intéresse de plus près à la constitution des structures industrielles actuellement disponibles sur le marché, on peut s'apercevoir qu'elles sont composées d'éléments de base assez génériques. Cette reproduction d'éléments de base se retrouve à tous les niveaux du convertisseur. Par exemple, nous retrouvons cette construction dans la disposition des puces IGBTs et diodes dans un module triphasé 1200V-450A (Figure 21a). Elles sont reportées sur neuf DBC (Direct Bonded Copper) géométriquement identiques. Dans d'autres applications utilisant non plus des modules triphasés mais des interrupteurs simples, la mise en parallèle et la séparation des phases est réalisée par une association de busbarres. La Figure 21b montre schématiquement cette mise en parallèle de trois busbarres IGBT identiques qui réaliseront chacun un bras d'onduleur et sur lesquels viendront se connecter des interrupteurs.

Cet assemblage permet au concepteur de disposer d'une brique de base élémentaire qui sera dupliquée à volonté en fonction du cahier des charges.

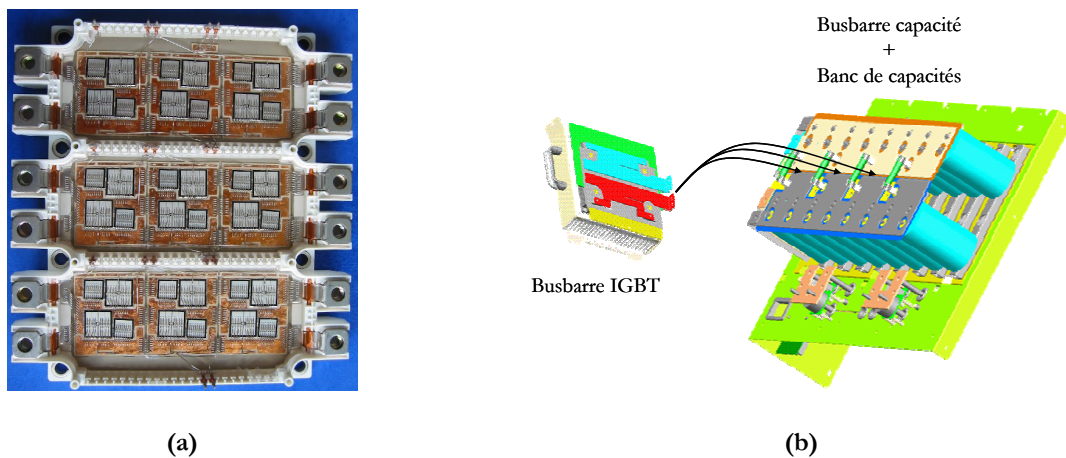


Figure 21 : Exemple de dispositifs formés à base d'une brique élémentaire

L'idée d'une approche modulaire est de dissocier chaque partie du circuit géométriquement identique, en associant à chacun un modèle indépendant réutilisable autant de fois qu'il sera nécessaire. Cette alternative est très attractive puisque seuls les éléments de base sont décrits et non plus la structure complète. Cette approche est en toute rigueur fautive puisque les couplages entre les éléments de base sont négligés. Il semble toutefois possible de s'affranchir de certains

liens électromagnétiques à condition qu'ils soient négligeables devant les effets propres de chaque conducteur.

Deux dispositions ont retenu notre attention puisqu'elles s'appliquent parfaitement aux objets de type busbarre que l'on retrouvera dans la suite de ce mémoire[MARTI-02].

Le premier mode de couplage consiste à considérer deux plaques perpendiculaires (Figure 22a). De par leur disposition en quadrature, il est évident que les couplages inductifs entre les plaques sont faibles sous conditions d'une circulation du courant selon l'orientation indiquées à la Figure 22. Les impédances figurant dans la Figure 22b et Figure 23b ont été calculées à une fréquence de 1MHz et exprimés en $\mu\Omega$ pour les résistances et en nH pour les inductances et mutuelles.

Les plaques ont été maillées en 2D, en considérant des entrées ponctuelles du courant sur chaque plaque. Dans ces conditions, nous nous plaçons dans des conditions extrêmes, en présence d'une diffusion du courant dans les plaques sous les effets de peau et de proximité.

Les faibles couplages inductifs se traduisent dans la matrice impédance par des éléments extra diagonaux négligeables; la dissociation des deux circuits est donc possible.

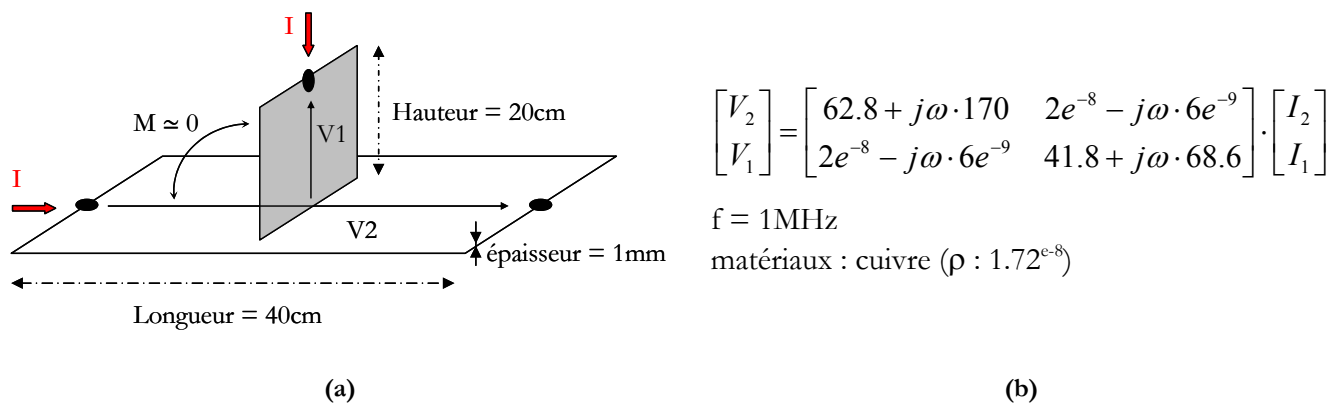


Figure 22 : Couplage entre deux plaques perpendiculaires en cuivre

Le deuxième mode de couplage fait intervenir deux busbarres en parallèle (Figure 23a). Dans cette nouvelle configuration, les couplages magnétiques sont maximaux. Aux vues des éléments extra diagonaux de la matrice Figure 23b, loin d'être négligeables, il semble impossible de dissocier chaque partie et d'ignorer les effets d'une plaque sur l'autre.

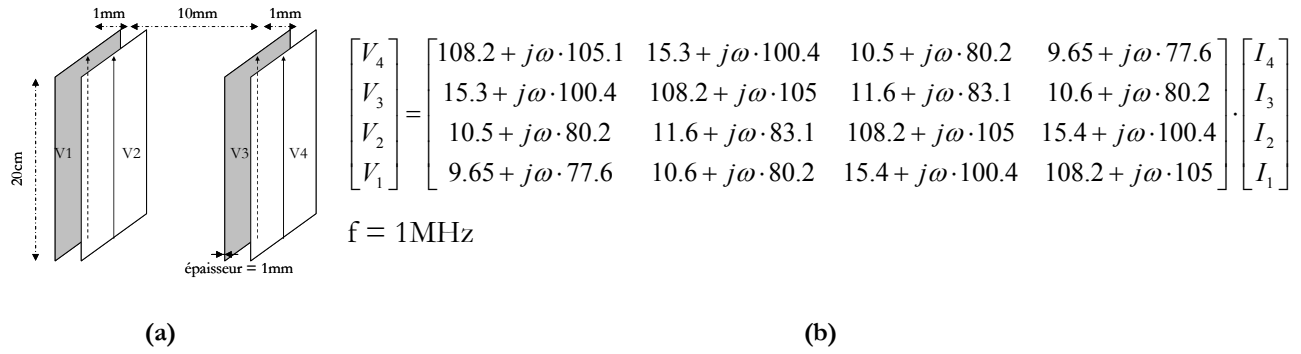


Figure 23 : Couplage entre deux busbarres en parallèle

Dans les configurations couramment rencontrées, les plaques sont associées deux à deux afin d'assurer le transfert d'énergie de la source continue vers les autres composants (interrupteurs ou capacités). Dans ces conditions, l'étude des éléments parasites revient donc à étudier un système où les plaques proches sont connectées par des court-circuits.

Si l'on s'intéresse maintenant aux impédances formées par les busbarres et que l'on exprime les tensions (V_a et V_b) et le courant de chacune des boucles en fonction de éléments partiels de chaque plaque, la matrice impédance du nouveau système devient :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 185.7 + j\omega \cdot 9.3 & -0.1 + j\omega \cdot 0.2 \\ -0.1 + j\omega \cdot 0.2 & 185.7 + j\omega \cdot 9.3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \end{bmatrix} \quad (11)$$

Avec $V_a = V_2 - V_1$ et $V_b = V_4 - V_3$
 $I_a = I_2 = -I_1$ et $I_b = I_4 = -I_3$

Cette configuration permet de bénéficier des couplages entre plaques pour diminuer les impédances de boucle de chaque plaque. En tenant compte du mode de fonctionnement un peu particulier des busbarres, les couplages entre paires de plaques sont négligeables, et les inductances de boucle formées par deux plaques proches sont considérablement diminuées. De même, le coefficient de couplage entre deux plaques proches a fortement diminué, passant de 0.96 dans la configuration de la Figure 23a à 0.024 dans le cas des plaques couplées.

On peut généraliser cette étude à toutes les structures de type busbarre fonctionnant en mode différentiel. En cas d'agression par une onde électromagnétique et compte tenu de la proximité des plaques, les perturbations induites sur chaque plaque seront quasiment identiques

et se compenseront. On peut comparer ce mode de fonctionnement à celui des sondes d'impédances blindées.

En ce qui concerne les autres types de couplages faisant intervenir les couplages électromagnétiques entre plusieurs modules de puissance et entre module et busbarre, aucun résultat chiffré n'a été abordé dans ce mémoire. Néanmoins dans le premier cas, la distance entre les modules nous laisse à penser de l'existence de couplage faible vis-à-vis des phénomènes internes aux modules. Dans le cadre de l'association module-busbarre, le busbarre jouera plus un rôle de plan de masse, avec une influence uniforme sur l'ensemble du module. Dans les deux cas, nous ne tiendrons pas compte de ces couplages ce qui permettra de différencier et de modéliser indépendamment les deux structures.

I.3. Présentation de la chaîne d'analyse complète

La dernière étape dans la mise en place d'un outil de conception est l'assemblage des différents modèles. Malgré tous les efforts de modélisation et les opérations de simplification post-modélisation apportées, la mise en œuvre d'un tel outil reste compliquée pour l'utilisateur à cause des nombreux paramètres définissant l'ensemble des acteurs.

La chaîne de Conception Assistée par Ordinateur a pour but de simplifier cette démarche de mise en forme en proposant d'une part des démarches d'identifications (ou de calculs) des paramètres des modèles et d'autre part des couplages automatiques entre logiciels (Figure 24).

Prenons comme exemple le busbarre "capacité" représenté à la Figure 21b. Ce busbarre est composé de quarante points d'accès répartis sur trois plaques (connexion de seize capacités, de trois busbarres IGBT et de la source continue). En se basant sur l'équation (7) (Chapitre 2 :IV.2.a), la dimension de la matrice impédance résultante est de 37, ce qui élèverait alors à 703 le nombre d'éléments inductifs (et autant pour les éléments résistifs !!!). Malgré le gros effort porté sur la modélisation et le choix d'un schéma équivalent, le nombre d'éléments générés est encore énorme dans le cas d'applications complexes. Afin d'éviter cette fastidieuse étape de création du modèle et pour éviter toute erreur humaine (plausible étant donné le nombre d'éléments) dans l'introduction des données, une passerelle automatique a été programmée sous Matlab® entre le logiciel InCa® et Saber®. Cette étape simplifie la démarche de construction du modèle qui est désormais transparente pour l'utilisateur qui dispose désormais d'un composant "connectique" du même type que les autres composants couramment utilisés (Chapitre 2 :IV).

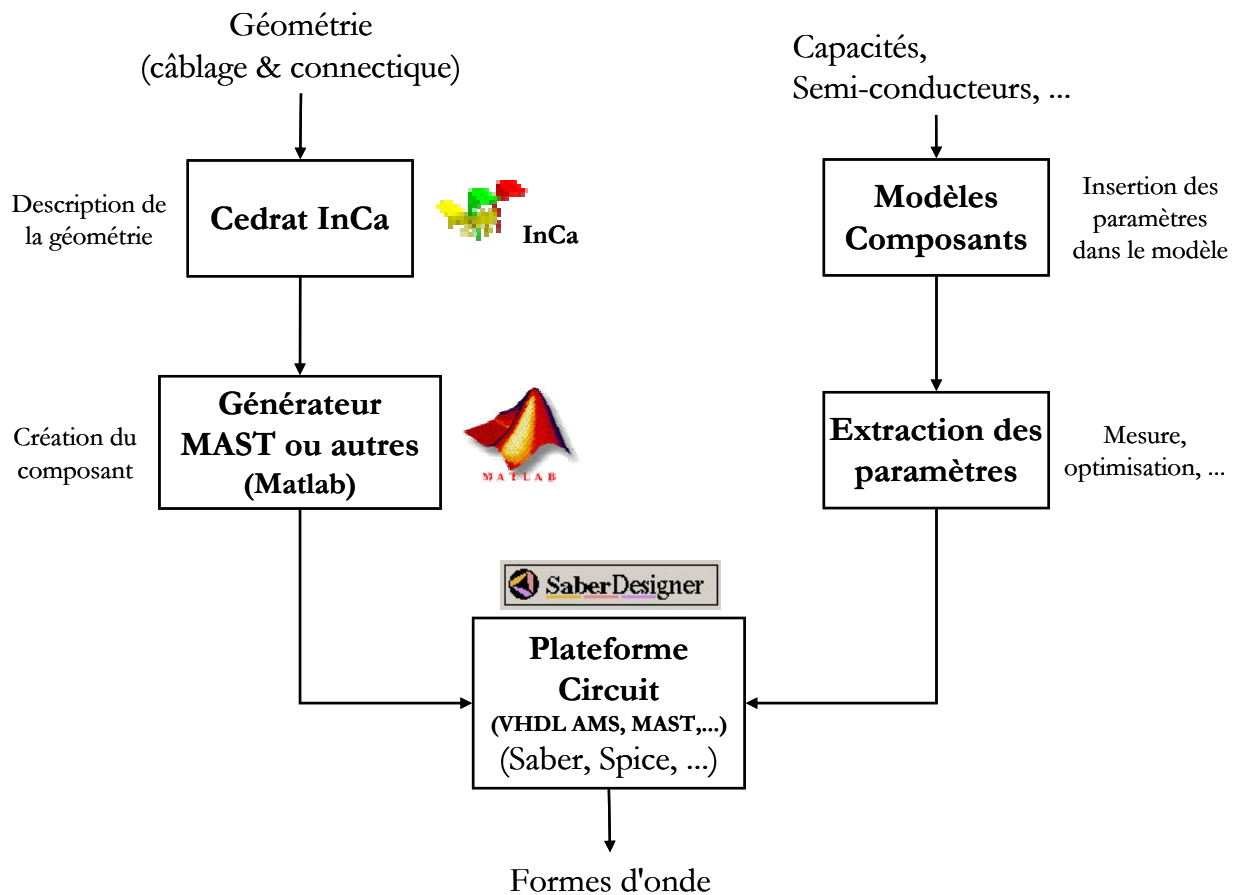


Figure 24 : Synoptique de l'outil d'analyse

La Figure 24 présente le synoptique de construction de l'outil d'analyse. La colonne de gauche présente le processus de création du modèle de câblage avec la passerelle automatique vers Saber via Matlab. La colonne de droite présente l'utilisation classique des composants. L'ensemble converge vers un environnement unique dans lequel seront associés les modèles pour l'analyse du fonctionnement général et l'étude des formes d'onde en commutation.

Les passerelles et la programmation des modèles sont cependant dédiées à une application; cette chaîne d'assemblage doit donc s'adapter au mode de représentation des modèles dans un logiciel de destination. **Néanmoins, l'ensemble du synoptique de la Figure 24 et l'outil d'analyse ne sont pas remis en cause, puisque seule l'étape de la traduction du modèle de câblage dans la syntaxe appropriée au simulateur circuit sera à adapter.**

L'outil développé précédemment se veut performant et adapté à la modélisation de la connectique ainsi qu'à l'ensemble des composants associés. Cet outil d'analyse repose sur la connaissance de la géométrie et des caractéristiques intrinsèques des composants. Le concept

présenté est une manière rapide et peu coûteuse d'étudier le comportement d'un convertisseur dans sa globalité.

Cet outil d'analyse sera utilisé dans les parties III et IV pour l'étude de l'influence de la connectique dans des applications industrielles. Les études porteront essentiellement sur les inductances parasites dans les busbarres et le rôle des impédances dans les modules de puissance.

Pour dépasser la phase d'analyse et préparer la prochaine étape de conception, une autre approche, qui s'apparente toujours à de l'analyse, est présentée dans le paragraphe suivant. Cette nouvelle voie d'étude va ouvrir une alternative pour la conception et l'optimisation du câblage dans les convertisseurs. En portant un regard critique sur les matrices impédances, il sera possible de juger de la qualité du câblage d'un convertisseur, sans aller jusqu'à l'étape de la simulation temporelle.

II. OUTIL D'ANALYSE : APPROCHE MATRICIELLE

II.1. Principe de l'approche matricielle

L'approche proposée autour de la chaîne de conception Assistée par Ordinateur nécessite le développement et la connaissance de tous les composants, avec pour difficulté l'identification des paramètres des modèles. Le prototype virtuel ainsi mis en œuvre permet de retranscrire fidèlement le comportement du système en incluant chaque constituant.

Dans cette approche, chaque composant apporte sa contribution d'éléments parasites qui peuvent soit améliorer le fonctionnement, soit être une source supplémentaire de dysfonctionnement. Les fortes interactions câblage/semi-conducteurs rendent difficile l'identification de la part de responsabilité de chaque acteur sur le comportement général du convertisseur.

Prenons comme exemple une cellule de commutation composée de deux interrupteurs semi-conducteurs (diode et interrupteur commandé) avec leur câblage associé. Cette cellule, pouvant être du type "Hacheur", permet de décrire de manière rationnelle le fonctionnement des structures de l'électronique de puissance. Le découplage de l'influence des semi-conducteurs et du câblage semble difficilement envisageable. Deux phénomènes peuvent illustrer cette affirmation : le dI/dt et la surtension à l'ouverture qui peuvent dépendre selon le cas des inductances de maille, de la nature des semi-conducteurs ou bien encore des interactions câblage/semi-conducteurs. On

peut noter par exemple deux cas extrêmes : une situation avec une forte inductance de maille et une commutation rapide et une deuxième situation avec une inductance faible et une commutation lente. Dans le premier cas le dI/dt et les surtensions ne dépendent que de la connectique et dans l'autre cas inverse (dI/dt faible imposé par les interrupteurs), l'influence de la connectique sera négligeable. Entre les deux, toutes les situations sont possibles et ne permettent pas de déterminer le facteur important.

Dans ce cas, la solution proposée consiste à se focaliser uniquement sur le câblage et à identifier son éventuelle implication sur le comportement électrique du convertisseur. On supposera donc des semi-conducteurs parfaits représentés sous la forme de court-circuit. Cette solution va présenter un double intérêt. D'une part on pourra évaluer si le câblage à lui seul peut être un élément susceptible de poser des problèmes (surtensions, déséquilibre dynamique des courants, ...). D'autre part, elle pourra servir de base de comparaison entre plusieurs structures électriquement identiques mais géométriquement différentes.

II.2. Description de la méthode

Nous allons nous reposer sur le schéma équivalent basé sur les entrées/sorties développé précédemment. A partir de la matrice impédance, issue du modèle générique, l'objectif est de déduire des éléments de cette dernière l'influence du câblage sur la répartition des courants dans plusieurs branches en parallèle et dans le cas de composants actifs, les tensions induites rapportées sur les semi-conducteurs, soit coté puissance, soit coté commande.

En l'état, la matrice impédance du circuit issue de la modélisation ne représente que des impédances partielles. Toutes les informations nécessaires au calcul des courants et des tensions sont donc bien présentes mais ne sont pas explicitement décrites.

En se basant sur les lois de Kirchoff, nous allons recomposer les circuits en associant les inductances et les résistances partielles de la matrice impédance. On pourra, de cette manière, faire apparaître explicitement la répartition des courants dans les branches en parallèle et les perturbations induites sur les circuits de commande d'un système à n semi-conducteurs en parallèle.

II.2.a. Mise en parallèle d'éléments de puissance [JEANI-02]

Basons-nous sur le circuit équivalent de la Figure 25 qui représente un système à deux liaisons électriques (plaques par exemple) sur lesquelles se connectent n branches en parallèle. Ce

schéma respecte la méthode de construction du schéma générique présenté dans le chapitre I, qui est composé dans ce cas de $2n$ impédances couplées avec les points A et B comme points de référence.

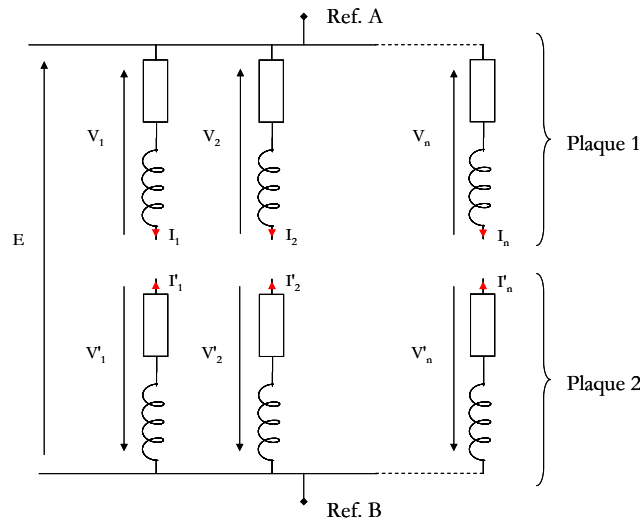


Figure 25 : Circuit équivalent de n branches en parallèle

L'équation (12) permet d'exprimer sous forme matricielle le système de la Figure 25. La matrice impédance Z_{inca} permet de lier les tensions élémentaires V_i aux courants élémentaires i_i selon la convention récepteur.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \\ V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1n} & Z_{11'} & \cdots & Z_{1n'} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ Z_{n1} & \cdots & Z_{nn} & Z_{n1'} & \cdots & Z_{nn'} \\ Z_{1'1} & \cdots & Z_{1'n} & Z_{1'1'} & \cdots & Z_{1'n'} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n'1} & \cdots & Z_{n'n} & Z_{n'1'} & \cdots & Z_{n'n'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_n \\ i_1 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \text{ soit } \begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_n \\ V_1 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = [Z_{inca}] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ \vdots \\ i_n \\ i_1 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (12)$$

Cette matrice impédance se veut l'image du modèle générique. Cependant, ni les inductances, ni les courants de branches ne sont établis. Pour évaluer l'influence du câblage uniquement sur les courants, nous allons relier les impédances élémentaires d'une même branche par une équipotentielle.

A partir du schéma électrique de la Figure 25, il est possible de relier les tensions élémentaires à la tension du bus continu, et les courants élémentaires aux courants généraux.

Dans un premier temps, les tensions de chaque branche peuvent s'exprimer en fonction des tensions élémentaires.

$$E = V_i - V'_i \text{ (cf. Figure 25)}$$

E : tension commune entre branche

(13)

i : indice de branche

V_i et V'_i : tensions élémentaires sur chaque branche

La transposition de cette expression sous forme matricielle est donnée par l'équation (14).

La matrice P_V , de dimension $n \times 2n$, relie les tensions élémentaires à la tension E .

$$\begin{bmatrix} E \\ E \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & 0 & 0 & -1 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 & 0 & \cdots & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \\ V'_1 \\ V'_2 \\ \vdots \\ V'_n \end{bmatrix} \text{ soit } \begin{bmatrix} E \\ E \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} = [P_V] \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \\ V'_1 \\ V'_2 \\ \vdots \\ V'_n \end{bmatrix} \quad (14)$$

$[P_V]$: matrice de passage en tension

De la même façon, les courants de branche sont associés aux courants élémentaires. Dans ce cas, la relation entre les courants est donnée par l'équation (15).

$$I_i = i_i = -i'_i$$

I_i : courant dans la branche i

(15)

i_i et i'_i : courants élémentaires de la branche i

Sous forme matricielle la loi des nœuds de l'équation (15) devient:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \\ i'_1 \\ i'_2 \\ \vdots \\ i'_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & 1 \\ -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & -1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \text{ soit } \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \\ i'_1 \\ i'_2 \\ \vdots \\ i'_n \end{bmatrix} = [P_i] \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (16)$$

$[P_i]$: matrice de passage en courant

Dès lors, nous pouvons exprimer la tension du bus continu en fonction des courants de branches en multipliant les matrices de passage tension et courant (respectivement [Pv] et [Pi]) avec la matrice impédance [Z_{inca}]. L'équation (17) représente la matrice impédance qui décrit le fonctionnement d'un système à n branches en parallèle.

Les éléments diagonaux correspondent aux impédances de branche, tandis que les éléments extra diagonaux symbolisent les couplages entre branches.

$$\begin{bmatrix} E \\ E \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} = [Pv] \cdot [Z_{inca}] \cdot [Pi] \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \text{ soit } \begin{bmatrix} E \\ E \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{b1b1} & Z_{b1b2} & \cdots & Z_{b1bn} \\ Z_{b2b1} & Z_{b2b2} & \cdots & Z_{b2bn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{bnb1} & Z_{bnb2} & \cdots & Z_{bnbn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (17)$$

Nous pouvons ensuite simplement exprimer les courants de branche en fonction de la tension [E] en inversant la matrice (17).

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{b1b1} & Y_{b1b2} & \cdots & Y_{b1bn} \\ Y_{b2b1} & Y_{b2b2} & \cdots & Y_{b2bn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{bnb1} & Y_{bnb2} & \cdots & Y_{bnbn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E \\ E \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} \quad (18)$$

Finalement le courant dans chaque branche s'obtient en sommant les admittances sur chaque ligne.

$$I_i = \left(\sum_j Y_{i,j} \right) \cdot E \quad (19)$$

Pour respecter les contraintes électriques entre les composants en parallèle, les courants de chaque branche doivent être égaux. Autrement dit, les courants pouvant être calculés à partir de l'équation (19), le système sera parfaitement équilibré si les sommes des admittances sur chaque ligne sont égales (admittances de branches + couplages) [JEANI-02].

Un raisonnement identique peut être mené sur la matrice impédance. A partir de l'équation (17), et supposant tous les courants I_i égaux à I_{total}/n, les conditions d'égalités des tensions entre branches ne sont respectées que si la somme des éléments sur chaque ligne est égale.

Cette relation entre une matrice et son inverse se vérifie mathématiquement. On peut démontrer que l'inverse d'une matrice dont la somme des éléments sur chaque ligne est égale aura la même caractéristique (cf. annexe 1). Ce genre de propriété est utilisé pour définir les matrices stochastiques (à la différence que tous les éléments doivent être positifs). Ceci signifie dans notre cas, que si les sommes des admittances sur chaque ligne sont égales, condition d'un équilibrage parfait des courants, alors les sommes des impédances seront elles aussi égales. Cette conclusion nous permet d'établir une condition simple sur la **matrice impédance**, pour définir à la fois un système équilibré en courant et connaître la valeur de l'impédance de chaque branche.

Dans le développement proposé sous forme de matrice de passage décrivant les lois de Kirchoff, nous aboutissons à une matrice impédance qui permet de calculer les impédances et d'évaluer la répartition des courants dans chaque branche.

Le système présentera des propriétés électriques neutres sur la répartition des courants dans plusieurs branches en parallèle si les sommes des impédances sur chaque ligne sont égales (équilibrage des courants) et si ces sommes sont les plus faibles possibles (limitation des surtensions). Nous associerons à ces conditions notre règle de câblage N°1 sur la répartition des courants qui sera reprise dans notre phase de conception (Chapitre 4 :).

II.2.b. Mise en parallèle de circuits de commande

Un module de puissance est constitué à la fois d'un circuit de puissance, équivalent à des circuits mis en parallèle, et d'un circuit de commande unique destiné à plusieurs interrupteurs.

Dans le cadre de la mise en parallèle de semi-conducteurs commandés, les critères de répartition des courants, en se basant uniquement sur la position des puces sur le circuit de puissance, peuvent être établis avec la règle de câblage N°1.

Durant les phases de commutation, le comportement dynamique des courants dans les semi-conducteurs est également régi par la tension de commande appliquée aux bornes du composant. Il n'est donc plus possible de définir l'impact du câblage sur ces courants en se basant uniquement sur l'étude du circuit de puissance. Au contraire, il est bien plus intéressant d'étudier les tensions de commande et d'analyser les tensions induites sur les circuits internes de grille par les courants de commande et de puissance. Il sera ainsi possible de mettre en évidence les couplages commande/commande et puissance/commande. Ces derniers seront particulièrement importants à cause de leur forte variation [GUTSM-00].

Plus généralement, ces interactions auront pour conséquence, soit de modifier les vitesses de commutation, soit de retarder la commutation d'un interrupteur par rapport aux autres. Dans les deux cas, à courant commuté constant, les contraintes en courant sur les puces ne seront plus identiques, et il sera donc préférable de minimiser ces disparités.

La Figure 26 présente le schéma équivalent d'un circuit de n IGBT en parallèle. Ce schéma est construit sur les bases du modèle générique en considérant trois points de référence qui sont: le collecteur (C), l'émetteur (E) et la grille (G).

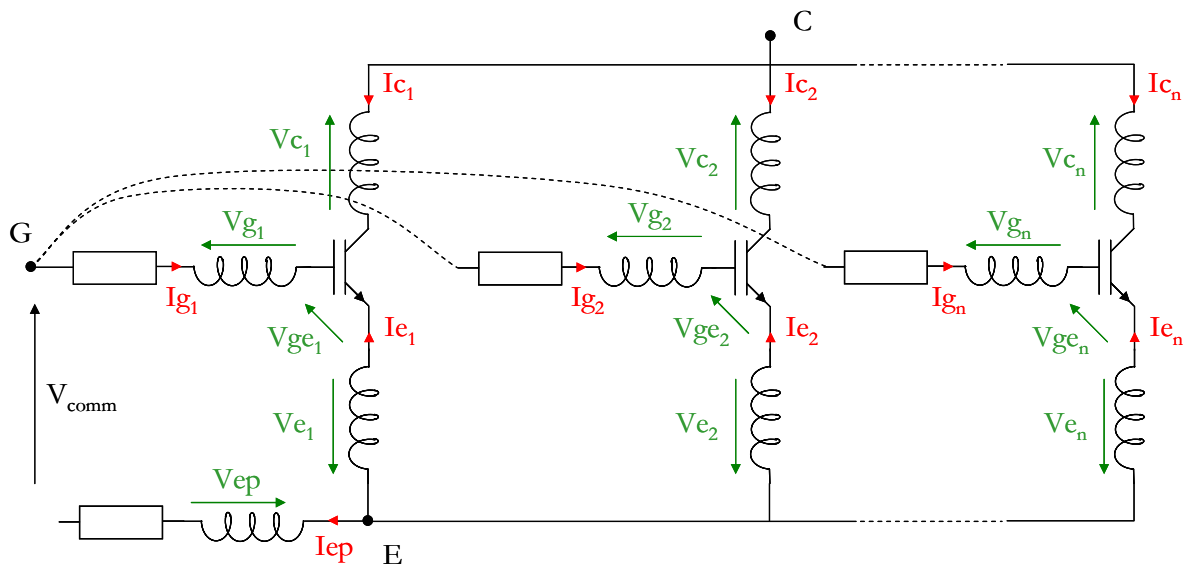


Figure 26 : Circuit équivalent de n semi-conducteurs en parallèle

La partie câblage de ce schéma peut s'écrire sous la forme matricielle en reliant les tensions et les courants élémentaires de chaque impédance.

$$\begin{bmatrix} Vg_1 \\ \vdots \\ Vg_n \\ Vc_1 \\ \vdots \\ Vc_n \\ Ve_1 \\ \vdots \\ Ve_n \\ Vep \end{bmatrix} = [Z_{inca}] \cdot \begin{bmatrix} ig_1 \\ \vdots \\ ign \\ ic_1 \\ \vdots \\ ic_n \\ ie_1 \\ \vdots \\ ie_n \\ iep \end{bmatrix} \quad (20)$$

Les courants de puissance commutés étant intimement liés aux tensions de commande appliquées sur les puces, il est donc important d'analyser les perturbations induites sur les tensions grille-émetteur.

Sur le même principe que l'étude des courants dans plusieurs branches en parallèle, les tensions de commande aux bornes de chaque interrupteur vont être exprimées en fonction des éléments parasites du câblage, des courants de commande et des courants de puissance.

En développant la loi des mailles sur les circuits de commande, nous pouvons exprimer les tensions grille-émetteur telles que :

$$\begin{aligned}
 V_{ge_1} &= V_{comm} - (V_{g_1} - V_{e_1} + V_{ep}) \\
 V_{ge_2} &= V_{comm} - (V_{g_2} - V_{e_2} + V_{ep}) \\
 &\vdots \\
 V_{ge_n} &= V_{comm} - (V_{g_n} - V_{e_n} + V_{ep})
 \end{aligned} \tag{21}$$

La représentation sous forme matricielle de la loi des mailles est donnée par l'équation (22). Les tensions grille-émetteur sont exprimées en fonction de la tension de commande $[V_{comm}]$, identique pour tous les semi-conducteurs, d'une matrice de passage $[Pv]$ et des tensions élémentaires.

$$\begin{bmatrix} V_{ge_1} \\ V_{ge_2} \\ \vdots \\ V_{ge_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 1 & \ddots & \vdots & \vdots & 0 & \vdots & 0 & -1 & \ddots & \vdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & 0 & \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{g_1} \\ V_{g_2} \\ \vdots \\ V_{g_n} \\ V_{c_1} \\ \vdots \\ V_{c_n} \\ V_{e_1} \\ V_{e_2} \\ \vdots \\ V_{e_n} \\ V_{ep} \end{bmatrix} \tag{22}$$

De même, les courants dans chaque impédance élémentaire peuvent être formulés en fonction des courants de puissance I_{p_i} et des courants de commande I_{g_i} . Les équations (23) et (24) présentent sous deux formes différentes la description de la loi des nœuds.

$$\begin{aligned}
 i_{c_i} &= I_{p_i} \\
 i_{g_i} &= I_{g_i} \\
 i_{e_i} &= - I_{p_i} - I_{g_i} \\
 i_{ep} &= I_{g_1} + I_{g_2} + \dots + I_{g_n}
 \end{aligned} \tag{23}$$

$$\begin{bmatrix} ig_1 \\ ig_2 \\ \vdots \\ ig_n \\ ic_1 \\ ic_2 \\ \vdots \\ ic_n \\ ie_1 \\ ie_2 \\ \vdots \\ ie_n \\ iep \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \ddots & \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots & 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -1 & 0 & \dots & 0 & -1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -1 & \ddots & \vdots & 0 & -1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & -1 & 0 & \dots & 0 & -1 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ig_1 \\ Ig_2 \\ \vdots \\ Ig_n \\ Ip_1 \\ Ip_2 \\ \vdots \\ Ip_n \end{bmatrix} \quad (24)$$

Finalement, la relation qui exprime les tensions V_{ge} aux courants se présente sous la forme:

$$\begin{bmatrix} V_{ge_1} \\ V_{ge_2} \\ \vdots \\ V_{ge_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \end{bmatrix} - [P_v] \cdot [Z_{inca}] \cdot [P_i] \cdot \begin{bmatrix} Ig_1 \\ Ig_2 \\ \vdots \\ Ig_n \\ Ip_1 \\ Ip_2 \\ \vdots \\ Ip_n \end{bmatrix} \quad \text{soit} \quad \begin{bmatrix} V_{ge_1} \\ V_{ge_2} \\ \vdots \\ V_{ge_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \end{bmatrix} - [Z_{syst}] \cdot \begin{bmatrix} Ig_1 \\ Ig_2 \\ \vdots \\ Ig_n \\ Ip_1 \\ Ip_2 \\ \vdots \\ Ip_n \end{bmatrix} \quad (25)$$

La matrice $[P_v] \times [Z_{inca}] \times [P_i]$ décrit les imperfections du câblage du circuit de commande, et permet d'évaluer l'influence de la connectique sur les tensions de commande. Le détail de la matrice impédance $[Z_{syst}]$, dans l'équation (26), met en évidence deux sous-systèmes qui présentent de manière dissociée les interactions commande/commande, sous-matrice $[Z1]$ dépendant des courants de commande, et les interactions puissance/commande, sous-matrice $[Z2]$ dépendant des courants de puissance.

Les conditions *sine qua non* d'un câblage parfait sont :

- aucune d'interaction puissance/commande, ce qui se traduit par une sous-matrice $[Z2]$ dépendant des courants de puissance nulle,
- aucune d'interactions commande/commande, qui implique la sous-matrice $[Z1]$ dépendant des courants de commande diagonale,

- circuit de commande identique, ce qui suppose les éléments diagonaux de la sous-matrice $[Z1]$ liée aux courants de commande identiques.

Toutes ces conditions constitueront notre "règle de câblage" concernant la répartition des courants dans des puces en parallèle. La matrice $[Zsyst]$ présentée dans l'équation (26) constitue la matrice "idéale", sorte de matrice objectif, d'un système sans aucune perturbation, avec une impédance de grille pour unique représentation du circuit de commande.

$$\begin{bmatrix} Vge_1 \\ Vge_2 \\ \vdots \\ Vge_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \end{bmatrix} - \underbrace{\begin{bmatrix} Zg & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & Zg & \ddots & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & \vdots & & & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & Zg & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}}_{[Z1]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & & & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}}_{[Z2]} \cdot \begin{bmatrix} Ig_1 \\ Ig_2 \\ \vdots \\ Ig_n \\ Ip_1 \\ Ip_2 \\ \vdots \\ Ip_n \end{bmatrix} \quad (26)$$

Dans un système imparfait, les zéros seront remplacés par des impédances et, partant de la matrice idéale, il sera alors facile de réagir sur la qualité du câblage et de localiser les zones de forts déséquilibres ou de fortes interactions en fonction des courants. Toutefois, cette localisation n'est qu'une indication sur la position des sources de perturbations car le modèle sur lequel se base notre étude ne tient plus compte de la géométrie.

Néanmoins, il sera difficile de respecter les critères de la matrice idéale présentée ci-dessus compte tenu des éléments parasites inhérents à chaque portion de câblage. Une solution plus réaliste consiste à minimiser les perturbations induites par la connectique. Dans la mesure où le nombre de diodes et d'IGBT est égal, le courant commuté par chacun d'eux est identique. Dans ce cas, la compensation des perturbations revient à minimiser la somme sur chaque ligne les impédances en lien avec les courants de puissance. Cette partie sera présentée plus en détail dans le chapitre dédié à la conception. Cette idée sera à la base de la définition de la fonction objectif pour la conception des circuits de commande dans les modules.

II.3. Conclusion

Les méthodes de modélisation et d'analyse montrent deux intérêts. Dans un premier temps, la possibilité de modéliser entièrement un convertisseur. En effet, dans une première approche, il est possible d'évaluer dans quelle mesure le câblage joue un rôle néfaste dans le fonctionnement

du convertisseur, en tenant compte des imperfections de tous les composants. Cependant, ce procédé, adapté à l'analyse, ne semble pas approprié à un processus d'optimisation. Le nombre d'interfaces logiciel à gérer (gestion des divergences, mise en forme des données, ...) et le transfert des données via des fichiers réduisent la vitesse de convergence et la possibilité d'obtenir une solution optimale. Dans un second temps, si un problème préexiste, une deuxième approche permet de cibler l'analyse sur le câblage de façon analytique. Celle-ci permet alors de déterminer les origines des problèmes induits par la connectique. Cette deuxième approche présente aussi un certain nombre de critères directement déductibles des matrices impédances. Ces "règles de câblage" serviront ensuite de fonction objectif dans un processus d'optimisation.

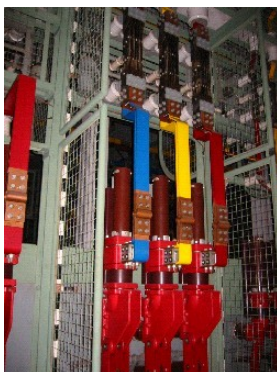
III. ETUDE DE CAS : APPLICATIONS AUX BUSBARRES

III.1. Introduction

On peut commencer cette partie par la définition d'un busbarre. Le terme anglo-saxon "busbar" désigne l'ensemble des liaisons et des groupes de conducteurs pour la distribution du courant électrique. Il regroupe trois grandes familles de connexion :

- barres conductrices rigides (Figure 27a),
- barres conductrices flexibles (Figure 27b),
- conducteurs feuilletés (Figure 27c).

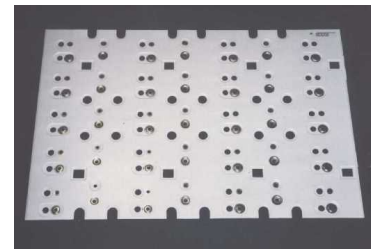
En français, le mot "busbarre" désigne essentiellement les conducteurs feuilletés ou plans, composés d'un empilement successif de plaques conductrices et d'isolants. Pour désigner les autres conducteurs, on emploie plus généralement le terme jeu de barres pour les conducteurs rigides et câbles pour les conducteurs flexibles.



(a)



(b)



(c)

Figure 27 : Différents types de connecteurs utilisés

L'utilisation des busbarres est très répandue dans les dispositifs d'électronique de puissance lorsque les fréquences de fonctionnement dépassent quelques kHz. Ils permettent de relier plusieurs équipements électriques et ce dans des gammes de puissance et de courant où les PCB (Printed Circuit Board) ne peuvent plus être utilisés. Ils sont donc une alternative intéressante dans de nombreuses applications fortes puissances desquelles on pourra citer les onduleurs, les redresseurs, les convertisseurs DC/DC et les alimentations sans interruption (UPS).

III.2. Composition & caractéristiques des busbarres

La composition de ce type de connecteur cumule de multiples caractéristiques, que ce soit du point de vue électrique, mécanique ou thermique dont il faut tenir compte lors de son dimensionnement.

- Caractéristiques électriques.

Tout d'abord d'un point de vue électrique, les busbarres sont très répandus dans les applications d'électronique de puissance à cause de leur comportement faiblement inductif très apprécié. Avec la montée des fréquences de découpage des convertisseurs et les temps de commutation des interrupteurs de plus en plus faibles (compris entre 10ns et 100ns), la moindre inductance parasite de câblage aura une répercussion significative sur les contraintes en tension aux bornes des semi-conducteurs. L'utilisation de ce type d'interconnexion permet notamment de profiter au mieux des performances de chaque composant et de supprimer éventuellement les circuits d'aide à la commutation ou de tout autre élément de protection. En effet, chaque constituant (plaques de cuivre et feuilles d'isolant) est dimensionné de façon à diminuer au maximum l'inductance du dispositif. La forme feuilletée des conducteurs (fine et large) lui confère de meilleures caractéristiques inductives par rapport aux conducteurs cylindriques [SCHAN-00]. Ensuite la disposition des plaques joue un rôle primordial sur la performance finale du câblage. Les couplages magnétiques entre des plaques proches étant très importants, ils deviennent un atout essentiel lorsque les courants circulent en sens opposés. Dans ces conditions, les champs magnétiques créés par les plaques tendent à s'annuler, et diminuent de fait la valeur de l'inductance. On utilise donc une feuille d'isolant pour réduire au maximum les distances entre les plaques tout en assurant la tenue diélectrique aux décharges partielles.

- Caractéristiques mécaniques.

Les busbarres sont non seulement un connecteur électrique, mais aussi un support aux autres composants. Sa rigidité et son faible encombrement lui permettent de s'intégrer très facilement dans des armoires électriques ou des convertisseurs. D'un point de vue mécanique, les plaques sont soumises à des forces d'origine électromagnétique qui, selon la phase de fonctionnement, peuvent conduire au décollage des feuilles d'isolant et *in fine* à la destruction du busbarre. Les étapes de fabrication des busbarres sont alors pensées vis-à-vis de ces contraintes mécaniques et deviennent coûteuses. L'assemblage est effectué préalablement dans un four (liquéfaction de la colle), sous vide d'air puis dans un second temps, les plaques sont pressées afin d'éliminer toute présence résiduelle de bulles d'air.

- Caractéristiques thermiques.

L'échauffement dû aux pertes excessives occasionnées dans les plaques peut conduire à un vieillissement prématuré du diélectrique et devenir une cause de défaillance.

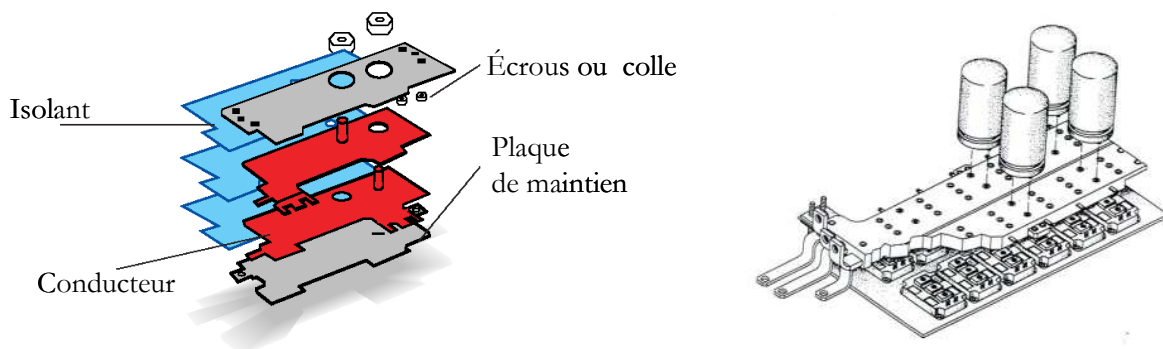


Figure 28 : Vue éclatée de la composition d'un busbarre [ELDRE]

Les critères énoncés ci-dessus restent cependant qualitatifs, ce qui fait que lors du dimensionnement d'un busbarre, l'expérience de concepteurs joue un rôle essentiel. Néanmoins, quelques critères approximatifs permettent de dimensionner thermiquement et mécaniquement les busbarres. Par exemple, la section des conducteurs est calculée en fonction du courant continu transité, même si dans ce cas, les effets fréquentiels ne sont pas pris en considération. Par ailleurs, la nature et l'épaisseur de l'isolant sont déterminées en fonction de la tension de fonctionnement sans la prise en compte des défauts (Décharges partielles)

Quoiqu'il en soit, le choix de la technologie busbarre s'imposera compte tenu des contraintes électriques imposées par le convertisseur. La forme géométrique du busbarre sera

imposée par des caractéristiques électriques, mécaniques et thermiques (choix des matériaux, section et nombre de plaques) qui détermineront son prix et les éléments parasites associés.

Aux vues des nombreuses contraintes imposées au concepteur, les outils d'analyse et le prototypage "virtuel" présenté précédemment constituent un moyen efficace pour diminuer le nombre de prototypes et le temps de développement vis-à-vis des spécifications électriques.

Les principales caractéristiques des busbarres ayant été définie, la forme générale d'un busbarre va dépendre de son utilisation et de la nature des composants connectés. Parmi les applications couramment utilisées, on scindera en deux grandes catégories de busbarres selon qu'ils servent de support mécanique à des modules de puissance où de lien entre plusieurs capacités. Quelque soient leurs applications, ces busbarres feront partie de la cellule de commutation et se trouveront par conséquent contraints d'être le moins inductif possible pour minimiser les surtensions sans pour autant modifier la répartition des courants dans chaque élément en parallèle.

III.3. Exemple d'applications aux systèmes industriels

Nous allons développer dans cette partie la modélisation et l'analyse de deux busbarres :

- un busbarre "module", qui sont présent dans les onduleurs de la gamme Galaxy PW,
- un busbarre "capacité" installé dans les onduleurs de la gamme Proxima.

Les paragraphes suivants présenteront en détail la composition de ces busbarres. L'expertise des éléments parasites associés à la connectique des plaques conductrices permettra d'évaluer l'impact électrique sur les autres composants.

III.3.a. Le busbarre "module"

Ce busbarre deux couches (utilisation d'une seule couche d'isolant) est constitué de trois plaques en cuivre. Il est connecté au bus continu et sert de support à quatre modules IGBT simples (Figure 29). La cellule de commutation est alors composée de :

- une plaque connectée au potentiel "Plus",
- une plaque connectée au potentiel "Moins",
- une plaque "Sortie phase" située au dessous des deux premières,
- deux interrupteurs, composés chacun de deux modules IGBT en parallèle, connectés respectivement entre les bornes C1E1, C2E2, C3E3, C4E4.

La Figure 29 montre la disposition dissymétrique des interrupteurs sur les plaques vis-à-vis du bus continu. Afin d'éviter que la position des modules ne modifie les contraintes sur les composants, et pour que les modules proches du bus continu ne soient pas plus sollicités que les autres, le fabricant a introduit deux fentes sur les plaques "plus" et "moins" pour "rallonger" le parcours du courant. Les fentes s'étendent sur la moitié du busbarre et semblent avoir été dimensionnées intuitivement sur la base des grandeurs continues (équilibrer les géométries). L'objectif voulu par le constructeur est alors d'équilibrer les courants dans chaque interrupteur.

Mais comme nous allons le voir, cette approche "en continue" ne tient pas compte des aspects inductifs (inductances et mutuelles) des plaques qui sont amenées à jouer un rôle important en régime transitoire.

La Figure 29 montre une photographie du busbarre "module" ainsi que le schéma équivalent associé à cette structure. Les lignes de courant "intuitives" qui se divisent entre les deux modules en parallèle ont été tracées sur la photo, en concordance avec le schéma.

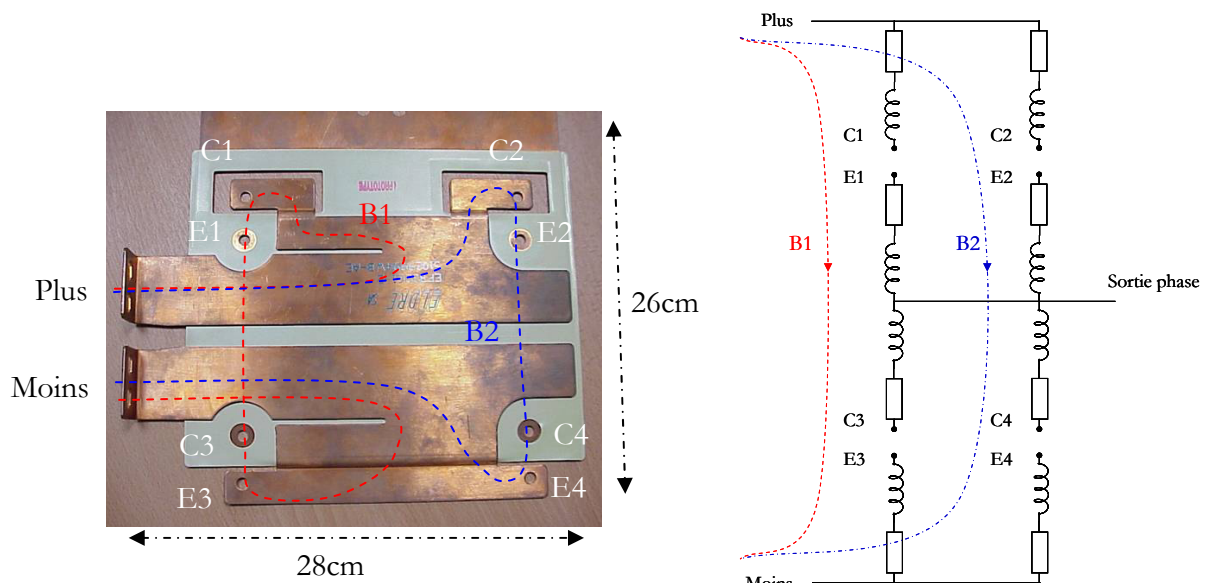


Figure 29 : Busbarre "module" (gauche) et schéma équivalent associé (droite)

La découpe des fentes étant caractéristique de ce busbarre, nous allons maintenant mener une analyse critique de son influence. Des mesures d'impédance des boucles B1 et B2 au pont HP4194A entre les bornes "Plus" et "Moins" nous permettront dans ce cadre de confronter mesures et simulations.

- la première mesure concerne la boucle B1. Les bornes C1-E1 et C3-E3 sont court-circuitées. Dans cette configuration les découpes devraient avoir une influence

significative sur les inductances de la maille correspondant aux interrupteurs proches du bus continu,

- la deuxième mesure concerne la boucle B2. Dans ce cas, les bornes C2-E2 et C4-E4 sont court-circuitées de manière à évaluer l'inductance de commutation correspondant aux interrupteurs "éloignés" du bus continu.

La Figure 30 montre l'évolution de l'inductance dans les deux configurations présentées ci-dessus. Cependant, les inductances mesurées ne représentent pas un mode de fonctionnement normal, dans la mesure où les quatre interrupteurs ne fonctionnent pas de pair.

Tout d'abord, dans la gamme de fréquence étudiée comprise entre 10KHz et 10MHz, on peut constater une bonne concordance des résultats de simulation et de mesure avec une erreur inférieure à 18%. Cette erreur essentiellement due à la surévaluation de l'inductance en simulation peut être imputée au maillage 2D rectangulaire décrivant un réseau d'impédance en quadrature pas assez fin (modélisation du parcours du courant par des segments en quadrature) [BESAC-01].

Cependant, l'écart absolu entre les inductances mesurées ($\Delta L_{\text{mesure}}=6\text{nH}$) est très bien reproduit en simulation ($\Delta L_{\text{simu}}=9\text{nH}$), ce qui ne représente qu'une erreur de 3nH.

On constate que les inductances "proches" (B1) et "éloignées" (B2) présentent la même évolution sur toute la gamme de fréquence. Pour des fréquences supérieures à 10KHz, l'inductance de la boucle 1 est évaluée à 96nH alors que celle de la boucle 2 vaut 87nH. Ces valeurs d'inductances relativement élevées peuvent être mesurées directement au pont d'impédance. L'erreur de mesure introduite lors de la compensation en court circuit du pont d'impédance par l'ajout d'un élément reste négligeable devant les inductances à mesurer ($L_{\text{cc}} \ll L_{\text{busbarre}}$).

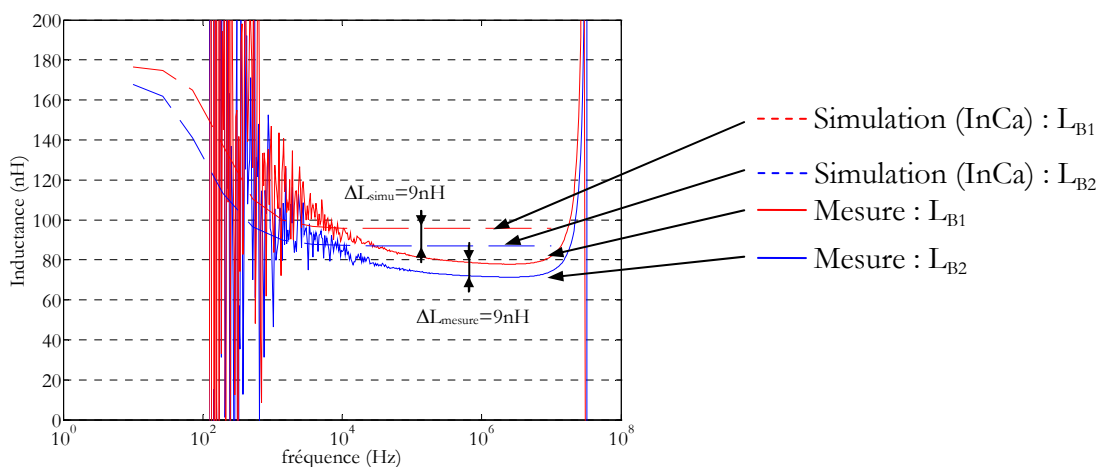


Figure 30 : Mesure et simulation des inductances dans deux configurations

Dans ces conditions, la fente remplit parfaitement son rôle d'équilibrage dans toute la gamme de fréquences. Par contre, la surcompensation de l'inductance de la boucle 1, supérieure à celle de la boucle 2, nous laisse à penser que la forme géométrique des fentes accentue son influence.

Dans les mêmes conditions et pour les mêmes configurations de mesure, la Figure 31 montre l'évolution simulée des inductances dans un système composé de plaques pleines, sans fente. Dans un premier temps, la différence la plus flagrante intervient essentiellement en basse fréquence, où une disparité importante est observée sur la valeur des deux inductances. La fente, initialement dimensionnée en continu, ne joue plus son rôle d'équilibrage. On observe un écart proche de 50nH en faveur du circuit proche du bus continu. Cet écart s'estompe avec la montée en fréquence jusqu'à obtenir des inductances de boucle sensiblement égales. Néanmoins, la tendance s'est inversée par rapport à la configuration avec fente, avec une inductance proche (L_{B1}) légèrement plus faible tout en conservant un écart absolu de l'ordre de 10nH.

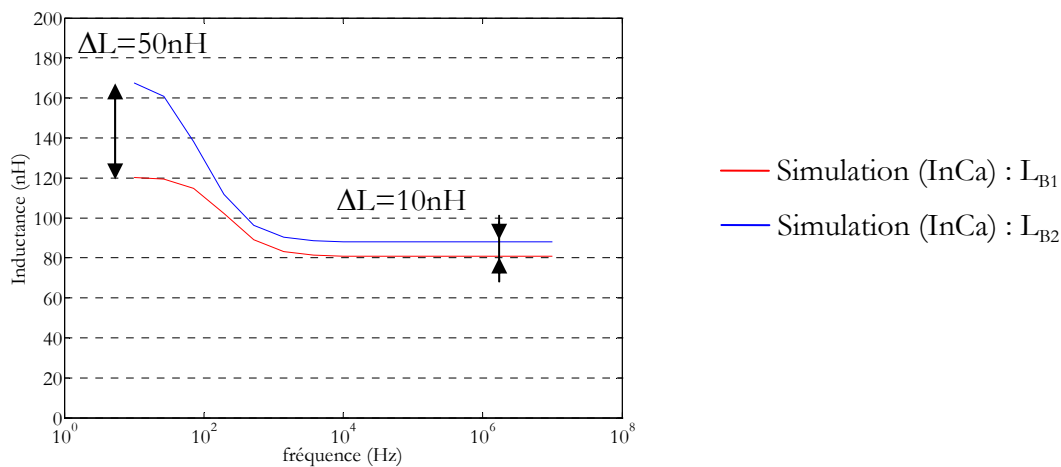


Figure 31 : Simulation (InCa) dans le cadre d'un système sans fente

Il apparaît alors que dans des gammes de fréquences supérieures à 10KHz, la faible variation de l'inductance dans les deux configurations s'explique par le rôle des mutuelles entre les circuits de part et d'autre de la fente. Ces couplages ont tendance à minimiser l'effet de l'allongement du circuit sur les inductances mesurées.

Prenons comme exemple une partie du busbarre de la Figure 29 en se focalisant autour d'une fente.

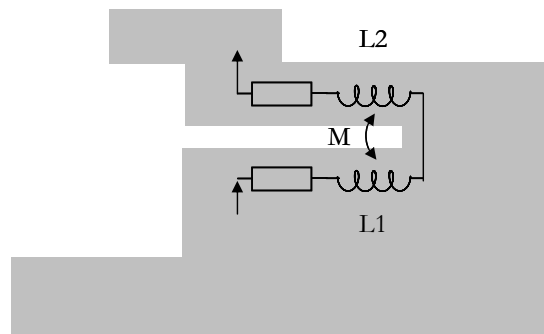


Figure 32 : Description autour de la fente

L'inductance partielle dans cette zone (Figure 32) s'exprime sous la forme :

$$L_{\text{partielle}} = L_1 + L_2 - 2M_{12} \quad (27)$$

$L_{\text{partielle}}$ sera d'autant plus petite que la fente est étroite, synonyme d'une mutuelle importante ou raccourcie avec des valeurs de L_1 et L_2 plus faibles.

Pour conclure quant à l'intérêt de cette fente, il faut rappeler qu'elle a été dimensionnée en considérant des grandeurs continues, ce qui explique la grosse disparité des valeurs avec et sans fente en basse fréquence. L'intérêt de l'insertion de ces fentes en haute fréquence est plus discutable puisque dans les deux cas d'études extrêmes, les résultats obtenus sont sensiblement égaux.

En conclusion, l'insertion d'une fente, ou plus généralement la suppression de matière, est un moyen original de rééquilibrer une position dissymétrique des composants sur une plaque. La position de ces trous se révèle être très importante et diffère dans la gamme de fréquence étudiée. Ils permettent de rétablir une certaine symétrie au système [BESAC-01]. Néanmoins, l'utilisation de cette technique ne peut se satisfaire d'une approche intuitive et nécessitera la mise en œuvre d'une approche automatisée qui sera développée dans le chapitre suivant.

III.3.b. Le busbarre "capacité"

Les busbarres "capacités" sont, comme les précédents, utilisés pour leur faible inductance parasite. Ils servent de support aux busbarres IGBT, et aux capacités de découplage (condensateurs chimiques de fortes capacités $> 1000\mu\text{F}$) utilisées comme réservoir d'énergie.

Cette structure permet de distribuer une tension continue de bonne qualité à plusieurs convertisseurs ou à plusieurs bras d'onduleur.

La Figure 33 montre un exemple de busbarre appartenant à cette famille. Il est composé de trois plaques superposées sur lesquelles viennent se connecter douze condensateurs chimiques de 6800uF répartis le long du module.

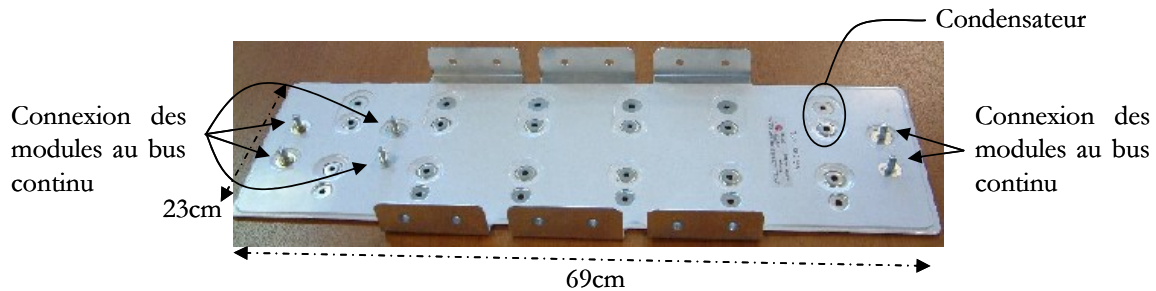


Figure 33 : Exemple de busbarre capacité

Les premiers éléments concernés par les inductances parasites de ce busbarre sont les condensateurs chimiques. Leur nombre et leurs capacités dépendent de la puissance du convertisseur placé en aval (et éventuellement du nombre de convertisseurs en lien avec les busbarres).

La Figure 33 montre trois accès au bus continu (connexion de modules ou de convertisseurs) : deux situés aux extrémités, et un légèrement déporté vers le centre. Cette disposition, qui peut laisser un doute sur l'utilisation correcte des condensateurs situés au centre de la plaque et éloignés des cellules de commutation, est imposée par l'encombrement des dispositifs de refroidissement. L'impédance du busbarre risque alors de provoquer une mauvaise répartition des courants à travers chaque condensateur.

Pour ne pas aggraver un vieillissement prématuré d'un condensateur ou d'un lot surexploité, il est important de minimiser les inductances entre les points de connexion et toutes les capacités, et ce quelle que soit la position des convertisseurs afin de répartir uniformément toutes les contraintes.

Mesure des inductances, vues des modules :

A la différence du busbarre précédent, constitué de deux couches, les inductances parasites de cette structure sont cette fois-ci inférieures à 30nH et ce en raison de la technologie à trois couches de conducteurs utilisées. Des mesures directes d'inductances parasites au pont d'impédance seront délicates à mettre en œuvre compte tenu de l'encombrement du busbarre et

des problèmes de connexion au pont d'impédance. Cette technique requiert la mise en place d'un adaptateur de liaison entre le dispositif et l'appareil de mesure. Ce dispositif présente une inductance beaucoup plus importante que la structure sous test qu'il faudra soustraire à la mesure. Il est donc important de pouvoir estimer précisément les inductances de l'adaptateur. Les méthodes classiques de compensation en circuit ouvert et en court-circuit doivent être effectuées dans les conditions précises de mesure. Cette technique interdit le déplacement de l'adaptateur ou l'ajout d'une impédance supplémentaire utile dans la mesure en court-circuit (modification des mutuelles et des inductances). Si ces conditions ne sont pas respectées, alors l'erreur induite peut être du même ordre de grandeurs que les inductances attendues sur ces busbarres.

Pour toutes ces raisons, nous préférons utiliser une méthode indirecte pour la détermination de l'inductance parasite.

L'inductance sera déduite d'une mesure de chute de tension induite aux bornes d'un conducteur lors de l'injection d'un courant variable. Dans le cas d'un signal de courant de forme trapézoïdale, la tension induite ressemblera à des créneaux dont l'amplitude dépendra du dI/dt imposé par la source de courant et de l'inductance du système. Mesurant l'amplitude de la tension induite et connaissant la forme du courant injectée, il est possible de déduire la valeur de l'inductance (Figure 34). Notons quand même que l'inductance mesurée dans ces conditions prend en compte l'ensemble des mutuelles avec le reste du circuit.

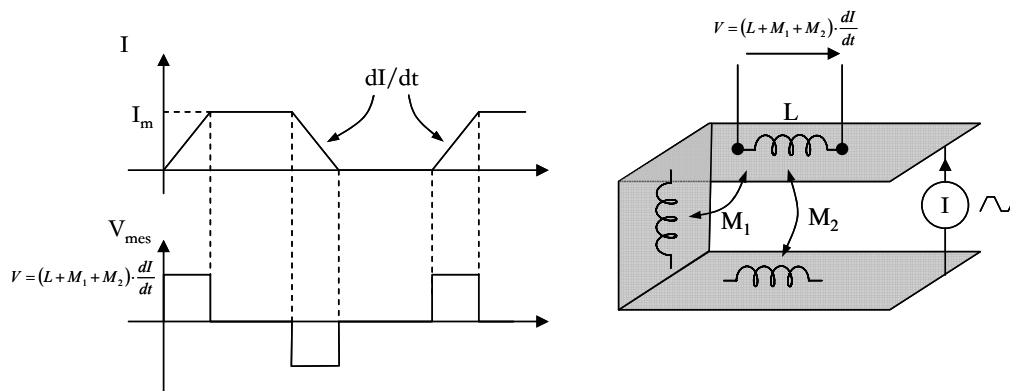


Figure 34 : Mesure de l'inductance

Les mesures ont révélé des inductances variant entre 21nH à 25nH selon la position de l'accès des modules. Les simulations, réalisées à partir du logiciel InCa, estiment l'inductance du busbarre à 20nH et confirment les résultats de mesure.

Répartition des courants dans les capacités :

Les capacités connectées au bus continu ont un rôle triple selon la gamme de fréquence. En basse fréquence, ces condensateurs assurent une valeur continue de la tension dans tout le busbarre. En moyenne fréquence, elles sont utilisées pour filtrer la composante basse fréquence du courant (150Hz ou 300Hz). Enfin en haute fréquence, elles servent de réservoir d'énergie pendant les commutations.

En implémentant des modèles de capacités dans la description électrique, on peut alors étudier la répartition des courants dans chacun d'eux en fonction de la fréquence. Un constat s'impose, les éléments parasites des capacités chimiques (ESR et ESL) sont loin d'être négligeables. En effet, les résistances séries approchent les dizaines de $m\Omega$ et les inductances séries plusieurs dizaines de nH. En basse fréquence, l'aspect capacitif des condensateurs reste prépondérant, et on observe un courant parfaitement équilibré dans tous les condensateurs en parallèles. Cependant, des écarts apparaissent au delà de dix kHz où l'aspect inductif des capacités et du busbarre prédomine. Un calcul des pertes dissipées dans chaque capacité a permis de mettre en évidence une disparité de 43%. Ce calcul a été réalisé sur une période complète de fonctionnement (50Hz), en incluant l'ensemble des acteurs (modèles de capacités, de busbarre et de module). Le schéma est illustré au paragraphe suivant.

III.4. Illustration de la modélisation d'un l'ensemble busbarre-capacité-module

Cette partie va présenter qu'au-delà de l'analyse au coup par coup de chaque composant discret d'un convertisseur, il est possible de disposer d'un modèle englobant l'ensemble des parties d'un dispositif.

Deux applications seront présentées dont les constituants ont été développés dans ce mémoire.

La première structure est un onduleur triphasé de 200 kVA illustré à la Figure 35. Il est composé de :

- 1 bus continu (450V) composé d'un busbarre et de 16 condensateurs chimiques,
- 3 busbarres IGBT assurant la connexion des modules de puissance, pour former chacun un bras d'onduleur,

- 12 modules de puissance répartis comme suit : chaque bras d'onduleur est composé de 4 modules IGBT-diode avec l'association de 2 modules en parallèle pour former chaque interrupteur.

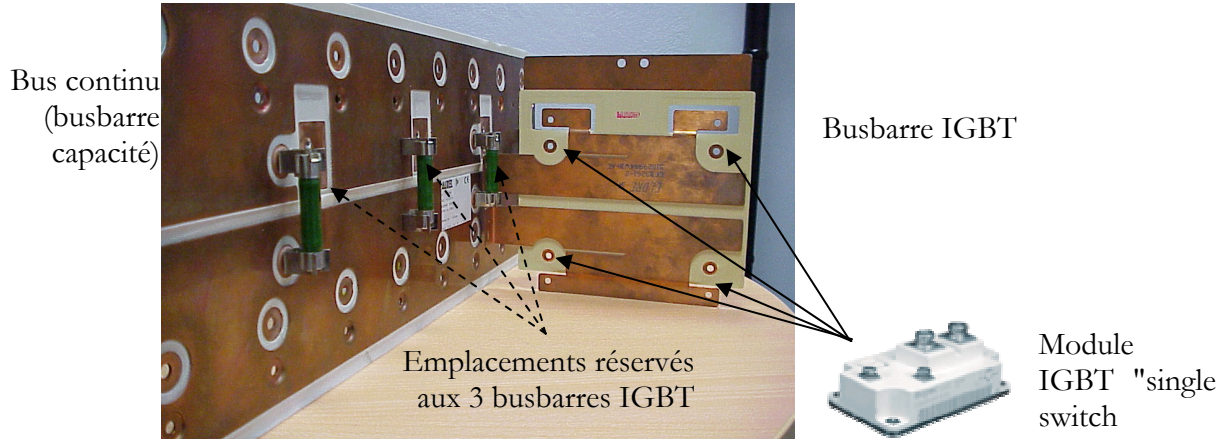


Figure 35 : Onduleur triphasé (200kVA) composé d'un bus continu (450V) et de trois bras associant des modules IGBT-diodes

La Figure 36 montre une représentation du prototype virtuel de ce convertisseur constitué des intervenants énoncés précédemment. Les quatre busbarres sont représentés sous forme d'hyperblocs réutilisés trois fois dans le cas du busbarre IGBT avec l'hypothèse des couplages faibles entre eux. Les capacités sont représentés par un modèle RLC série dont les paramètres ont été identifiés au pont d'impédance ($E_{sr}=7.7m\Omega$, $E_{sl}=36nH$, $C=7.5mF$). Elles seront toutes considérées identiques pour focaliser l'étude sur les éléments parasites du câblage. Dans cette application, nous nous permettrons de simplifier les modules IGBT pour nous intéresser au fonctionnement du convertisseur sur une période complète en faisant abstraction des phénomènes internes aux modules. Ils seront remplacés par un IGBT, une diode et une inductance de maille (25nH) symbolisant simplement la connectique interne du module. Dans ce type de configuration, le fonctionnement du convertisseur a été modélisé sur plusieurs périodes basse fréquence (20ms), permettant ainsi l'étude des courants dans les condensateurs. La commande suit une loi du type Modulation de Largeur d'Impulsion, généré par une comparaison entre un sinus et un triangle.

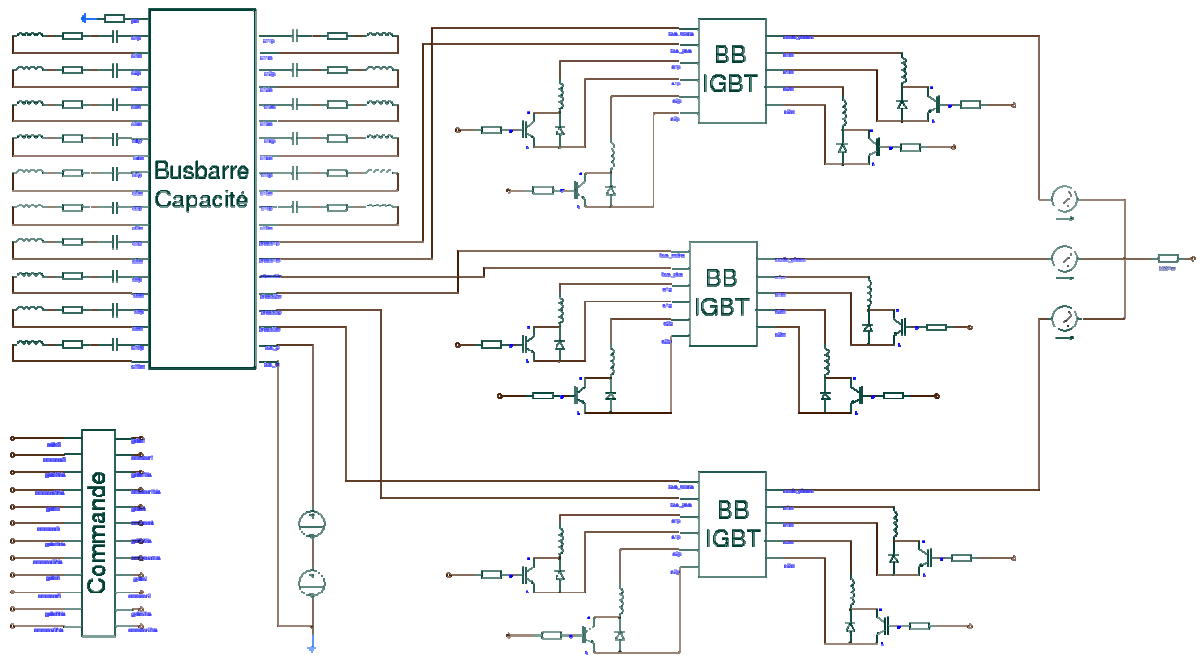
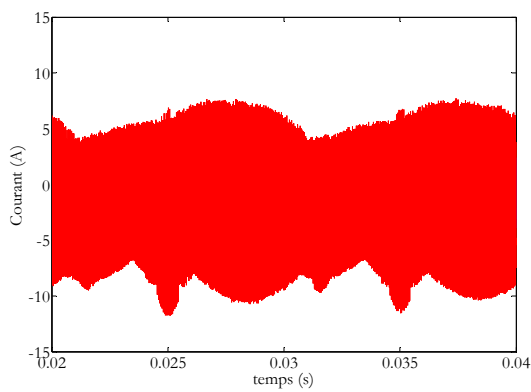
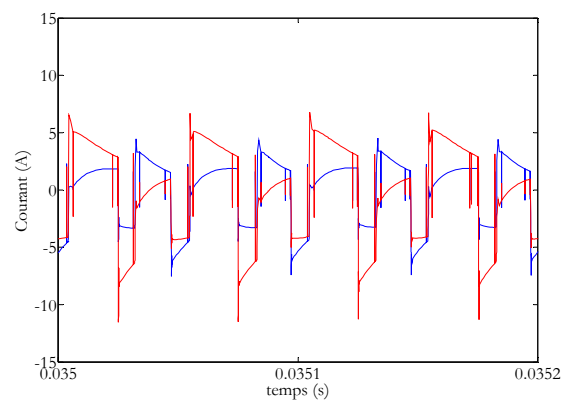


Figure 36 : Modélisation d'un onduleur triphasé complet (commande-câblage-condensateurs-semi-conducteurs) sous Saber

Pour illustrer l'intérêt d'un tel dispositif, la Figure 37a met en évidence la sollicitation en courant des condensateurs connectés au busbarre capacité, ainsi que son ondulation pendant une période complète (20ms). La connectique joue un rôle important en sollicitant différemment les condensateurs selon leur position sur le busbarre (Figure 37b).



(a)



(b)

Figure 37 : Exemple de courant dans 2 capacités connectés au busbarre "capacité"

Le deuxième exemple met en jeu la modélisation d'un busbarre et de la connectique interne du module. La simulation se fera au sein d'une cellule de commutation du type hacheur série pour l'analyse des courants et des tensions à l'intérieur du module ainsi que les répercussions instantanées sur les capacités.

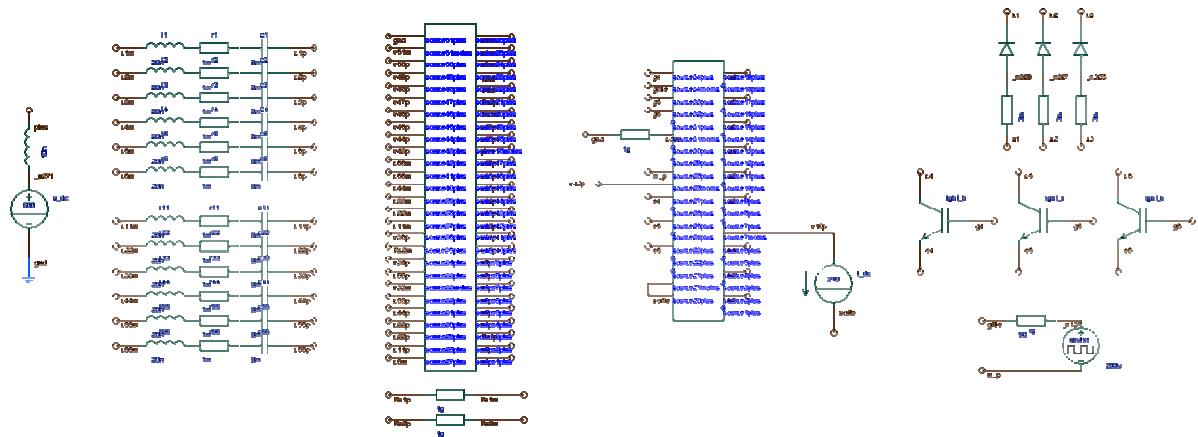


Figure 38 : Simulation d'un ensemble busbarre-module sixpack-composants dans une cellule de type hacheur série

Ces simulations permettent une visualisation du comportement électrique de l'ensemble du convertisseur. Néanmoins, les capacités mémoire des ordinateurs et les divergences numériques, avec une note toute particulière aux modèles de semi-conducteurs liés à la bonne identification des paramètres, sont souvent un frein à la mise en œuvre de telles structures.

IV. ETUDE DE CAS : APPLICATION AUX MODULES

L'implantation d'IGBTs et de diodes dans les dispositifs de l'électronique de puissance s'effectue sous forme de modules, très utilisés dans les applications de forte puissance.

Les gammes de tensions et de courants très élevées peuvent alors être atteintes par l'association en parallèle et en série de plusieurs puces ou de plusieurs modules identiques. Les fonctions électriques réalisées par les modules sont multiples : interrupteurs simples, cellule de commutation, bras de convertisseurs ...

Parmi la gamme complète de modules disponibles dans le commerce, certains sont spécialement dédiés aux applications onduleurs : modules "sixpack". Leur compacité, leur modularité et leur comportement électrique sont les nombreuses raisons de leur succès[LODDE-

00]. Ces derniers sont alors des exemples typiques d'intégration hybride qui, dans ce cadre, s'apparente plus à de la miniaturisation et à de la mise en boîtier de fonctionnalités existantes en composants discrets. Ces composants sont nommés "sixpack" car ils sont composés de six paires IGBTs/diodes.

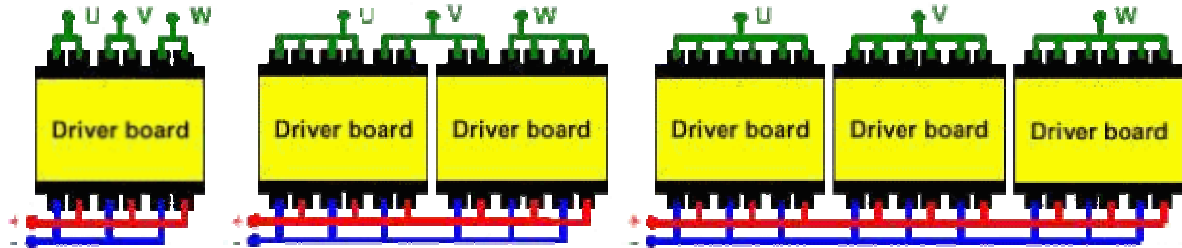


Figure 39 : Trois exemples de configuration de câblage des modules

Cependant, l'association de plusieurs puces à l'intérieur même d'un module ne va pas sans poser quelques problèmes. Au delà des problèmes technologiques de fabrication, se pose en effet la question de la répartition des contraintes sur chaque puce. Après une brève présentation de la composition d'un module, nous nous concentrerons maintenant sur la connectique interne de ces modules et son influence sur les déséquilibres éventuels.

IV.1. Description des modules

IV.1.a. Composition générale des modules

Pour des composants appartenant à la même gamme de puissance, l'aspect extérieur d'un module (dimensions, nombre et emplacement de connexions) et le nombre de puces sont identiques d'un constructeur à l'autre.

L'assemblage de ces modules reste classique avec plusieurs puces reposant sur un substrat DBC (Direct Bonding Copper), en céramique, isolé par une couche d'oxyde d'alumine ou de nitrure d'aluminium. Sur la face arrière les puces sont brasées sur le DBC et la connexion de la face avant du composant est réalisée par des bondings en aluminium, soudés par ultrasons. Enfin, les liaisons électriques vers l'extérieur sont réalisées par des lyres. L'ensemble est ensuite noyé dans un gel offrant une meilleure tenue diélectrique. Même si le composant bénéficie d'un bon refroidissement compte tenu de sa large surface d'échange et du faible nombre d'interfaces entre les puces et le refroidisseur, les contraintes thermiques imposées sur les puces sont énormes [KARIM-02]. Il est donc nécessaire de s'assurer que les pertes dissipées dans le module soient les

mieux réparties possibles. La suite de cette étude se focalisera sur les conséquences électriques induites par la connectique sur les puces. La Figure 40 montre un exemple de module IGBT 1200V-450A (EUPEC).

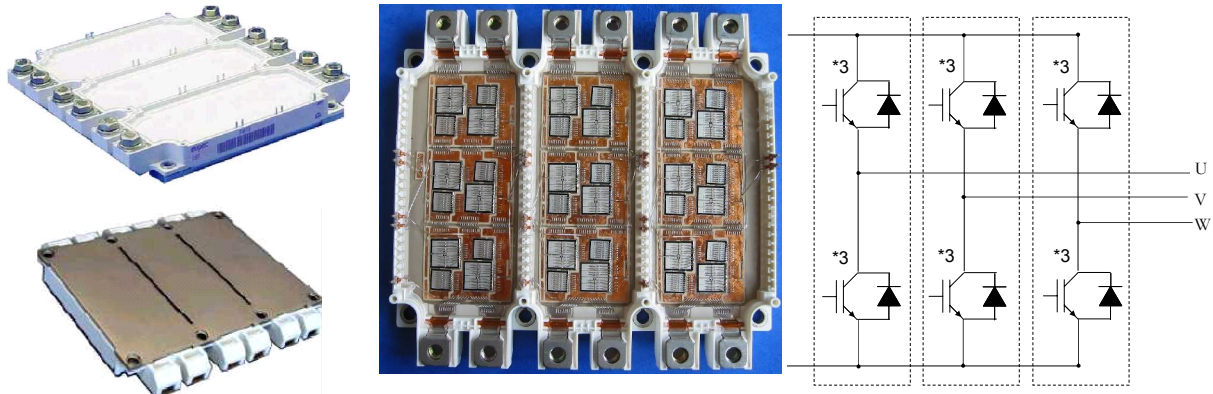


Figure 40 : Module sixpack 1200V-450A (Eupec)

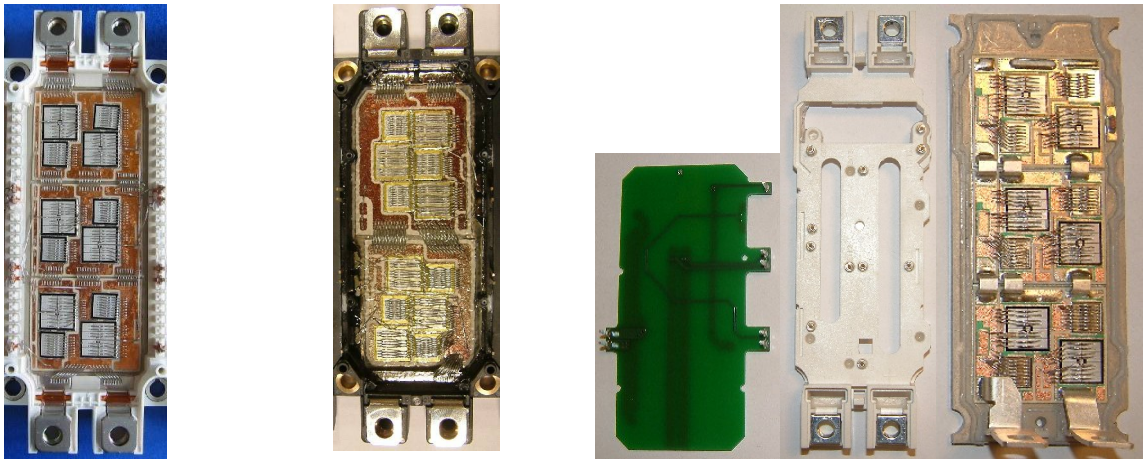
IV.1.b. Connectique interne des modules

La Figure 41 montre les différentes topologies de routage observées pour trois importants constructeurs : Eupec, Fuji et Semikron. Chaque module étant composé de trois parties identiques, seul un tiers de chaque module sera présenté et étudié dans la suite de ce mémoire.

Le fait de ne traiter qu'un tiers d'un module, requiert l'hypothèse de ne pas de tenir compte des couplages entre plusieurs bras d'un même module. Cette simplification est nécessaire étant donnée la difficulté et de la taille mémoire requise pour une telle modélisation.

Chaque tiers de module forme un bras d'onduleur et est conçu pour minimiser les inductances internes.

Actuellement, pour une même gamme de puissance, le nombre de puces installé à l'intérieur du module est identique quelque soit le fabricant. Pour des composants 1200V-450A, les interrupteurs sont composés de trois paires IGBT/diode en parallèle. D'un point de vue du routage, les produits de chaque constructeur se distinguent les uns des autres par l'agencement des puces dans le module.



(a) Eupec (FS450R12KE3) (b) Fuji (6MBI450V-120) (c) Semikron (SEMIX703GB126HD)

Figure 41 : Agencement des puces dans trois modules différents

Une observation rapide des modules permet de distinguer chaque portion de circuit, selon son appartenance au circuit de puissance, au circuit de commande ou aux deux (Figure 42).

- circuit de puissance, composé essentiellement des lyres d'aménées de courant, de substrats en DBC et de lots de bondings reliant les puces aux substrats et les substrats entre eux,
- circuit de commande, commun aux trois puces mises en parallèle,
- circuit commun aux deux, qui est dû à la reprise d'émetteur du circuit de commande sur le circuit de puissance ("émetteur propre").

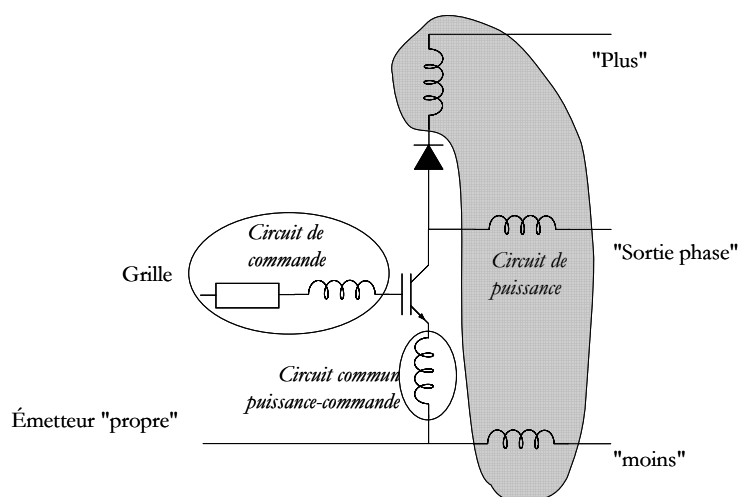


Figure 42 : Identification des différentes parties du circuit

Les trois modules de la Figure 41 illustrent plusieurs technologies de routage différentes mises en œuvre actuellement par les constructeurs.

Tout d'abord, au niveau du circuit de puissance, on peut distinguer deux options quant à la disposition des puces : une disposition répartie des puces le long du module (Eupec et Semikron) ou un arrangement concentré des puces d'un même interrupteur de part et d'autre du module (Fuji). Le premier choix d'agencement (réparti) présente à priori l'avantage de diminuer le couplage thermique entre les puces et d'utiliser toute la largeur du module pour le refroidissement. En ce qui concerne un placement des puces plus concentré, le constructeur semble favoriser l'aspect électrique en regroupant les puces (suppression de la connectique entre puce) pour égaliser le niveau de contraintes entre ces dernières [LODDE-00].

On peut également envisager des aspects plus liés à des contraintes de production industrielles et de procédés de fabrication.

De la même façon que pour le circuit de puissance, les constructeurs ont mis en œuvre deux approches de réalisation du circuit de commande de façon à connecter les trois puces avec un seul signal de commande externe au module. La première méthode, la plus classique, consiste à connecter chaque via des bondings. Dans ce cas, et afin de minimiser leur longueur, ces bondings sont reportés à plusieurs reprises sur le circuit en DBC proche du circuit de puissance. Ce procédé est notamment utilisé dans les modules Eupec et Fuji. La deuxième technique, utilisée par Semikron, consiste à séparer au maximum la partie puissance de la partie commande en utilisant tout le volume disponible dans le module. Le circuit de commande est réalisé en circuit imprimé (ou PCB : Printed Copper Board), et est maintenu au dessus du circuit de puissance à l'aide d'un support en plastique. Enfin la connexion avec les puces est réalisée par des ressorts qui permettent d'appliquer une pression suffisante pour assurer le contact électrique.

En conclusion, selon les technologies adoptées, la configuration de chaque module est différente. Néanmoins, la présence du circuit de puissance au voisinage des pistes de commande n'est pas sans conséquence sur les interactions d'origine électromagnétique, tant provenant des impédances communes, que sur celles issues de diaphonies inductives.

Même si les concepteurs sont sensibilisés à ce type de problème, et notamment au couplage puissance/commande, ces interactions sont difficilement quantifiables à la simple vue de la géométrie du circuit.

Dans le cadre de la mise en parallèle, nous allons présenter les causes de déséquilibre des courants entre les puces qui peuvent nuire au bon fonctionnement des convertisseurs. Cette phase d'analyse commence tout d'abord par la modélisation de la connectique.

IV.2. Modélisation et étude d'un module

La Figure 43 présente un zoom sur le tiers d'un module. Cette partie est composée de trois substrats identiques. Les circuits de commande de chaque interrupteur sont localisés en haut et en bas sur la photo. Les organes de puissance sont accessibles de part et d'autre du module, avec à droite la connexion du bus continu et à gauche la sortie phase. Nous proposons dans ce paragraphe de détailler la modélisation de ce module en commençant par sa description géométrique. Dans un second temps, nous analyserons ses performances dynamiques.

L'agencement des puces et leurs dénominations sont présentés à la Figure 43.

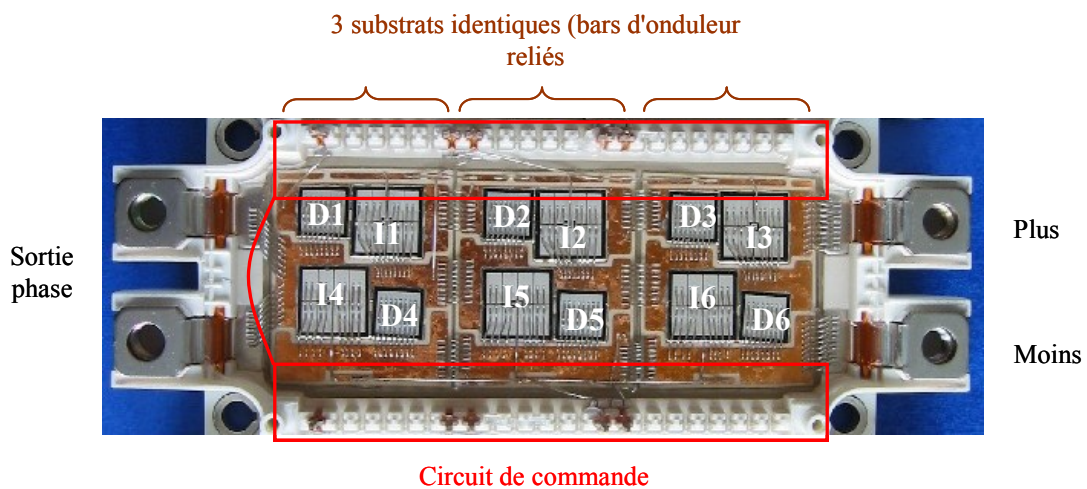


Figure 43 : Identification des semi-conducteurs à l'intérieur du module

IV.2.a. Modélisation du module

Dans ce type de structure, la présence de conducteurs dont les dimensions diffèrent de plusieurs ordres de grandeur (quelques centaines de μm - épaisseur des DBC; jusqu'à plusieurs cm - largeur du module) rend la description géométrique des objets 3D difficile. Dans ce type d'objet, la méthode PEEC est particulièrement adaptée puisque seuls les conducteurs sont maillés, sans tenir compte de la faible épaisseur de certaines zones.

La Figure 44 présente la structure modélisée dans son ensemble. D'un point de vue général, l'ensemble des éléments de la connectique sont présents : les bondings, les lyres de puissance ainsi que les circuits de puissance et de commande.

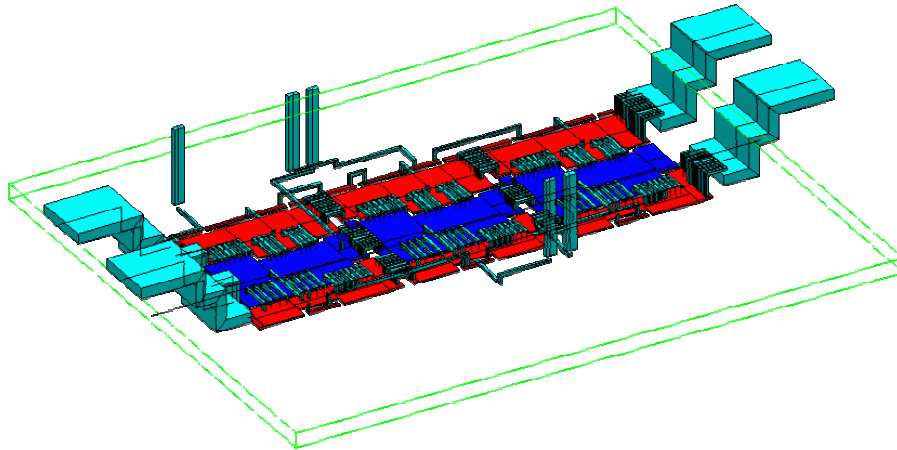


Figure 44 : Modélisation de la partie centrale du module

On pourra tout de même noter les approximations retenues pour cette modélisation. La première concerne la métallisation des semi-conducteurs qui n'a pas été prise en compte. En effet, et à ce niveau de modélisation, la prise en compte des puces IGBT multi-cellulaires en tant que macro composant est suffisante pour modéliser correctement le comportement électrique du convertisseur. La deuxième approximation est due à la méthode utilisée elle-même. Actuellement, on ne peut modéliser que les conducteurs rectilignes parallèles ou perpendiculaires. Quelques approximations s'imposent donc dans la représentation des conducteurs obliques. Elles concernent essentiellement les bondings (en réalité arrondis mais modélisés par des segments perpendiculaires) et les lyres d'amenés de courant obliques qui seront représentées par des conducteurs perpendiculaires de section équivalente.

Ces verrous informatiques seront levés dans la nouvelle version de InCa3D par l'implantation de nouvelles formulations permettant la prise en compte de conducteurs inclinés. Toutefois, les hypothèses faites dans ce travail ne semblent pas très restrictives.

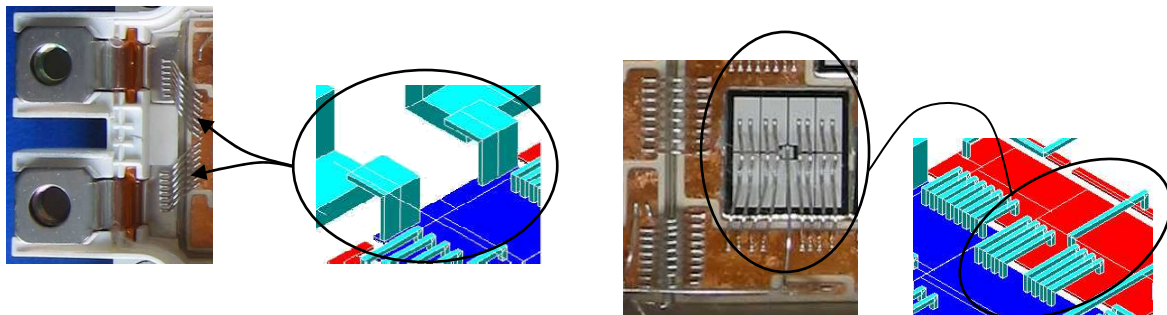


Figure 45 : Approximation entre la géométrie réelle et le modèle

Selon la méthode présentée, la génération du composant "connectique" et le nombre d'éléments à calculer correspondant à ce module vont dépendre du nombre de points d'accès électrique. Dans l'exemple des modules sixpack (Figure 41), nous disposons de :

- six IGBT avec trois entrées (Grille, Collecteur, Emetteur),
- six diodes avec deux entrées (Anode, Cathode),
- deux accès extérieurs sur les circuits de commande (interrupteur haut et bas),
- deux reprises d'émetteurs,
- deux connexions avec le bus continu,
- deux sorties avec la phase,
- et enfin une reprise propre du collecteur (validation de la commande).

L'ensemble compte 39 entrées/sorties réparties sur 5 circuits (plus, moins, sortie phase, grille IGBT #1;2;3, grille IGBT #4;5;6). En conséquence, la matrice impédance sera de dimension 34×34 . La Figure 46 présente le schéma électrique simplifié de la partie du module modélisée. Il décrit la cellule de commutation composée des interrupteurs I6, I5, I4, des diodes D3, D2, D1 et du câblage (représenté sous forme simplifiée sans les couplages et les éléments résistifs). Cette cellule de commutation ainsi définie sera suffisante pour étudier les phénomènes transitoires.

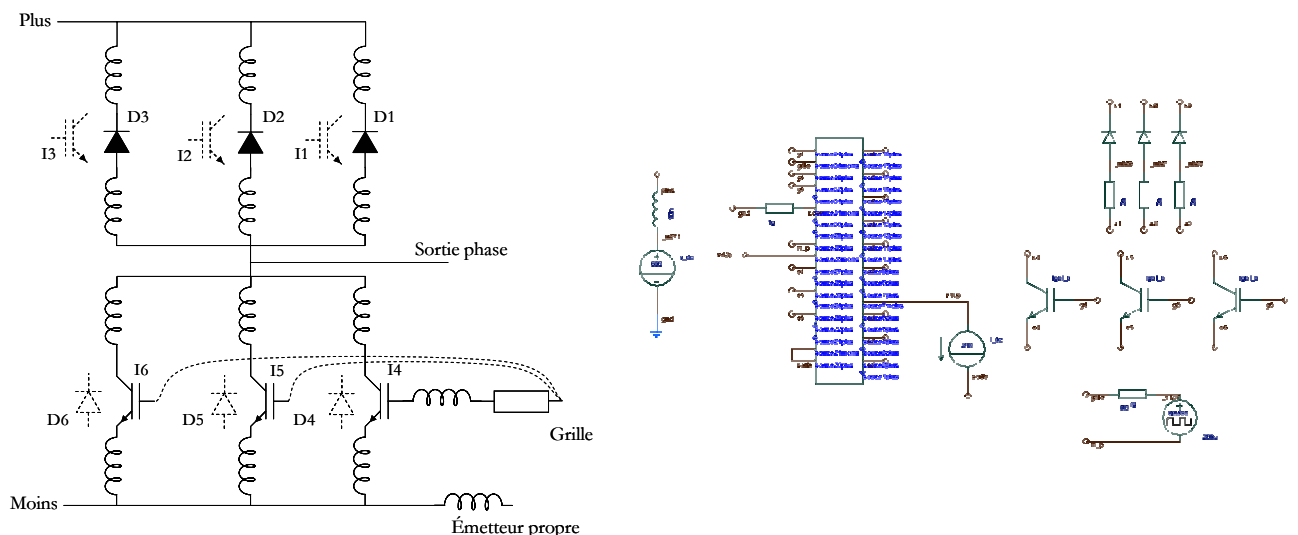


Figure 46 : Schéma équivalent du module (Saber)

IV.2.b. Simulation et formes d'onde

Une fois les modèles établis et exportés vers un simulateur de type circuit (modèles de semi-conducteurs et modèles de câblage), il est alors possible d'exploiter les schémas équivalents en étudiant les formes d'onde à l'intérieur du module. Nous nous intéresserons tout particulièrement au comportement dynamique des courants et des tensions dans les puces IGBT.

La topologie de simulation retenue est une cellule de type hacheur série composée des diodes D1, D2, D3 et des IGBT I4, I5, I6. Les sources seront modélisées par des composants parfaits issus des modèles de base des simulateurs. Il est à noter que le circuit de commande sera réalisé par une source de tension de type créneau associé à une résistance de grille.

Les conditions de simulation seront choisies proches de celles du point de fonctionnement nominal avec une tension du bus continu fixée à 600V et un courant de charge de 450A commutant à 2200 A/us. Les modèles de semi-conducteurs utilisés pour ces simulations sont le modèle d'Hefner pour les IGBT et un modèle de diode développé au CEGELY¹.

Dans ce cadre, la Figure 47 montre la répartition des courants à l'ouverture et à la fermeture dans les trois IGBT considérés. L'allure des signaux montre que les contraintes appliquées aux semi-conducteurs sont loin d'être équilibrées à la fermeture comme à l'ouverture [MARTI-04].

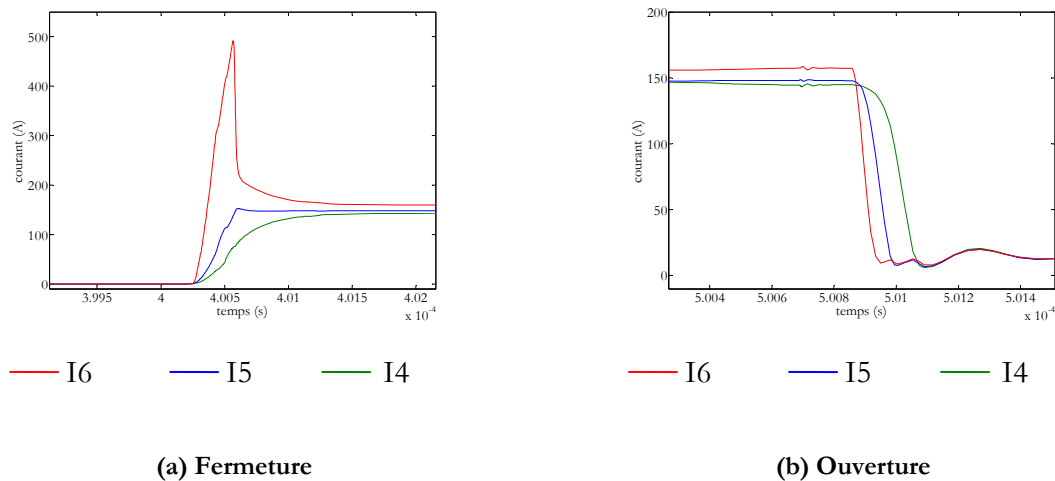


Figure 47 : Répartition des courants dans les IGBT #4, #5 et #6

A la fermeture, la mise en conduction des IGBT s'avère principalement gouvernée par le circuit de commande. Cette phase de fonctionnement, qui s'apparente à la charge de capacités, est en effet extrêmement liée à la tension de grille. Selon l'équation (2), la vitesse de variation du

¹ Centre de Génie Electrique de LYon

courant dépend de la dynamique de la tension grille-émetteur aux bornes des IGBT. Or, à cause du courant de recouvrement des diodes, les IGBT sont soumis à des courants de commutation supérieurs au courant de charge nominal. Ce point rend alors d'autant plus important la division des courants dans chaque puce. La Figure 47a met en évidence une énorme disparité sur les courants dynamiques entre les puces. La diode #6 supporte la quasi-totalité du courant de recouvrement avec un courant maximal atteignant 490A, soit plus de trois fois le courant en régime statique.

A l'ouverture, le déséquilibre des courants dans les puces en parallèle est moins critique. En effet, dans cette phase de fonctionnement, la vitesse de décroissance du courant dépend essentiellement des caractéristiques intrinsèques des semi-conducteurs. Les éléments parasites inductifs et résistifs du circuit de grille vont engendrer quant à eux des retards plus ou moins importants selon la position des puces. La Figure 47b révèle des écarts de l'ordre de 50ns qui n'influence que peu les dI/dt de chaque puce.

L'observation des perturbations des tensions de commande au plus proche de puces permet d'apporter un constat quant au mauvais équilibrage des courants. A la fermeture, une surtension apparaît au début du plateau Miller. Au blocage, une tension suffisante pour garder l'IGBT 4 passant est maintenue sur le composant entraînant de fait un décalage temporel des courants.

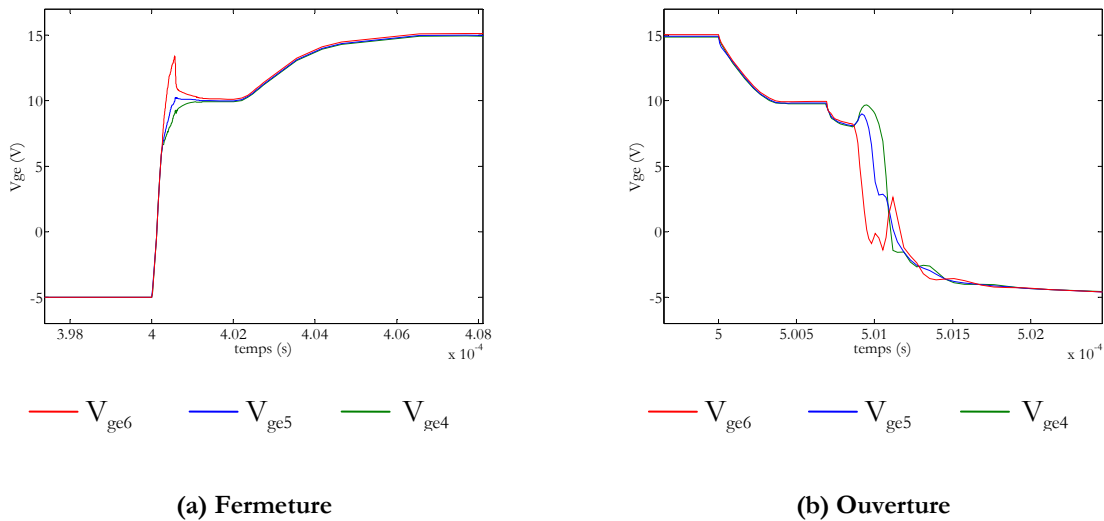


Figure 48 : Tensions de commande aux bornes des semi-conducteurs

Sous les conditions de fonctionnement nominal : 450A-600V-4KHz, le détail des pertes et les pourcentages par rapport aux pertes totales générées dans chaque puce selon la phase de fonctionnement du convertisseur sont résumés dans le Tableau 3.

$$Pertes = \frac{1}{T} \cdot \left(\int_{T_{fermeture}} V_{ce}(t) \cdot I_c(t) dt + \int_{T_{on}} V_{ce}(t) \cdot I_c(t) dt + \int_{T_{ouverture}} V_{ce}(t) \cdot I_c(t) dt + \int_{T_{off}} V_{ce}(t) \cdot I_c(t) dt \right)$$

$T_{fermeture}$ et $T_{ouverture}$: durée des commutations respectivement à la fermeture et à l'ouverture

T_{on} et T_{off} : durée des régimes établis respectivement interrupteur fermé et ouvert

	IGBT #4	IGBT #5	IGBT #6	IGBT #4,#5,#6
Pertes commutation fermeture (W)	122 (18.83%)	169 (25.34%)	318 (38.69%)	609 (28.5%)
Pertes conduction ON (W)	241 (37.19%)	241 (36.13%)	266 (32.36%)	748 (35%)
Pertes commutation ouverture (W)	282 (43.52%)	254 (38.08%)	235 (28.59%)	771 (36.08%)
Pertes conduction OFF (W)	3 (0.5%)	3 (0.5%)	3 (0.4%)	9 (0.4%)
Pertes totales (W)	648	667	822	2137
Pertes par commutation (W)	404 (62.35%)	423 (63.42%)	553 (67.27%)	1380 (64.58%)
Pertes par conduction (W)	244 (37.65%)	244 (36.58%)	269 (32.73%)	757 (35.42%)

Tableau 3: Détail des pertes selon le mode de fonctionnement

Les pertes dissipées dans chaque puce varient selon la zone de fonctionnement. On remarque tout de même qu'une part importante (proche de 70%) des pertes apparaît pendant les phases de commutation.

La puce #4, qui est la moins sollicitée, présente une répartition homogène des pertes sur toutes les plages de fonctionnement à cause du faible courant commuté. La puce #5 voit ses pertes par commutation à la fermeture légèrement augmentées. Finalement, la puce #6, qui sur le plan des pertes cumulées est largement supérieure aux deux autres, voit sa proportion de pertes à la fermeture s'accroître dangereusement sous l'effet du courant commuté.

IV.2.c. Identifications des causes de déséquilibre

Le déséquilibre étant maintenant constaté, avec une influence certaine sur la puissance dissipée dans chaque puce, on se propose d'identifier la part de responsabilité du câblage sur le déséquilibre dynamique des courants.

Les imperfections du câblage peuvent, dans le cas des modules, être séparées en deux parties:

- les dissymétries du circuit de puissance: position des puces sur le substrat,
- les dissymétries des circuits de commande distincts sur les trois puces en parallèle.

IV.2.d. Circuit de puissance seul

Cette partie du circuit fixe les mailles de commutation, synonyme de surtensions. A cause d'une disposition non symétrique des puces par rapport aux accès du bus continu (Figure 43), les inductances de maille sont différentes. Le Tableau 4 présente ces inductances, calculées à partir du logiciel InCa®, vues du bus continu. Ces calculs sont effectués en considérant trois boucles indépendantes composées des IGBT et des diodes en vis-à-vis. Cette comparaison constitue alors un moyen d'illustrer qualitativement l'effet de la disposition asymétrique des puces sur le DBC, et ne représente en aucun cas les conditions réelles de fonctionnement, puisque le fonctionnement des trois paires IGBT/Diode reste synchrone et les mutuelles entre branches ne sont pas prises en compte.

Lb1 (Igbt #4 – Diode #1)	Lb2 (Igbt #5 – Diode 2)	Lb3 (Igbt #6 – Diode 3)
57 nH	45 nH	33 nH

Tableau 4 : Inductances de maille

Pour mettre en évidence l'influence de ce circuit de puissance (indépendamment des autres composants du circuit), des simulations (Saber®) ont été réalisées en remplaçant les IGBT et les diodes par des interrupteurs idéaux ($R_{on}=1n\Omega$, $R_{off}=1G\Omega$, $t_{on}=t_{off}=100ns$) parfaitement synchronisés via des commandes identiques. La Figure 49 illustre les courants dans les trois interrupteurs idéaux lors des commutations (a) et sur deux périodes de fonctionnement (b). Ces deux zones de fonctionnement mettent alors en exergue des répartitions des courants différentes.

En effet, et dans les phases de commutation, la répartition des courants dans les interrupteurs est essentiellement dictée par les inductances de maille, seul acteur intervenant en

l'absence de modèles de semi-conducteurs. L'interrupteur le plus sollicité est alors celui qui appartient à la maille de commutation la moins inductive : en l'occurrence dans ce cas on a :

$$I_{sw6} > I_{sw5} > I_{sw4} \text{ car } L_{b3} < L_{b2} < L_{b1}$$

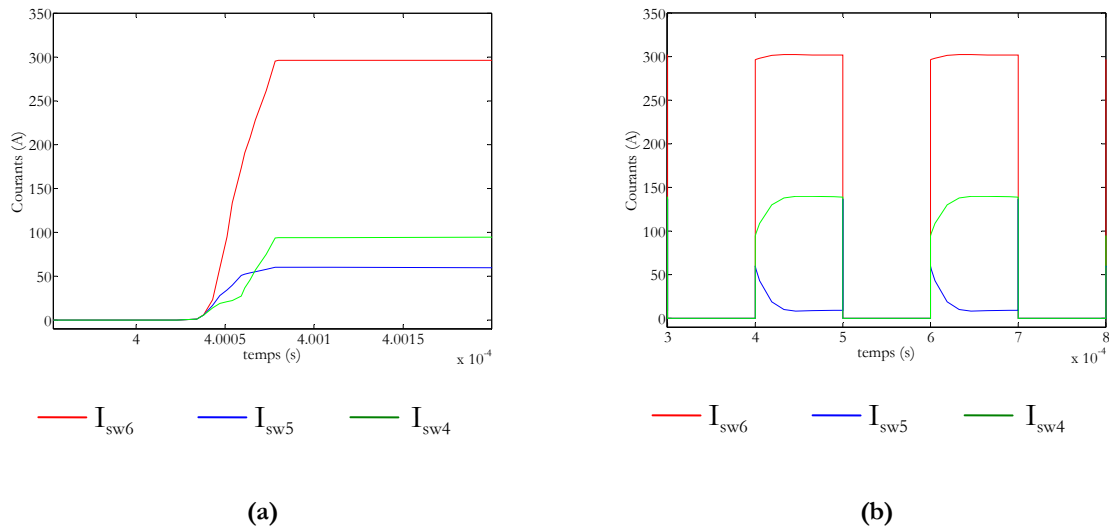


Figure 49: répartition des courants en commutation (a) et en régime établi dans le cas d'interrupteurs parfaits

En régime établi, la tendance s'inverse et l'ordre des courants change. En effet, en régime permanent, le courant circule dans ce cas entre une borne du bus continu et la sortie phase (Figure 50). L'interrupteur #5 n'est alors quasiment plus utilisé, et la majeure partie du courant transite par l'interrupteur #6.

$$I_{sw6} > I_{sw4} > I_{sw5}$$

Ce mode de conduction diffère du régime transitoire puisque ce ne sont plus les inductances de maille qui interviennent mais les résistances entre la sortie phase et la borne moins du bus continu. La Figure 50 montre alors les deux topologies du circuit pour les deux modes de fonctionnement.

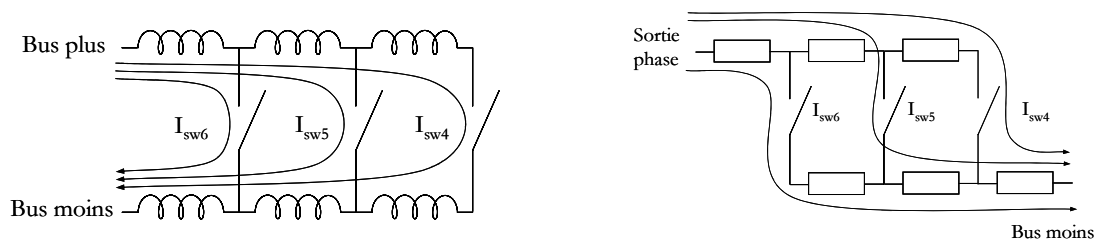


Figure 50 : Différents comportements du circuit selon le mode de fonctionnement : commutation (gauche) régime permanent (droite)

Dans ces conditions, les courants sont imposés par les résistances du circuit et par les caractéristiques statiques des interrupteurs. Dans cette phase de fonctionnement, le câblage peut aussi s'avérer être très critique quant à la bonne répartition des courants si le semi-conducteur présente de très bonnes caractéristiques à l'état passant. C'est le cas par exemple des MOS basse tension, utilisées dans les applications automobiles, ayant des résistances à l'état passant ($R_{ds_{on}}$) inférieures aux résistances des circuits [BUTTA-04]. On peut alors s'interroger sur l'impact du câblage dans cette nouvelle disposition.

A partir du schéma de la Figure 51a, qui tient compte de la configuration du circuit en régime statique, il est possible d'exprimer les courants dans chaque interrupteur en fonction des éléments du circuit. Les interrupteurs sont modélisés par une résistance modélisant ainsi leurs imperfections à l'état passant.

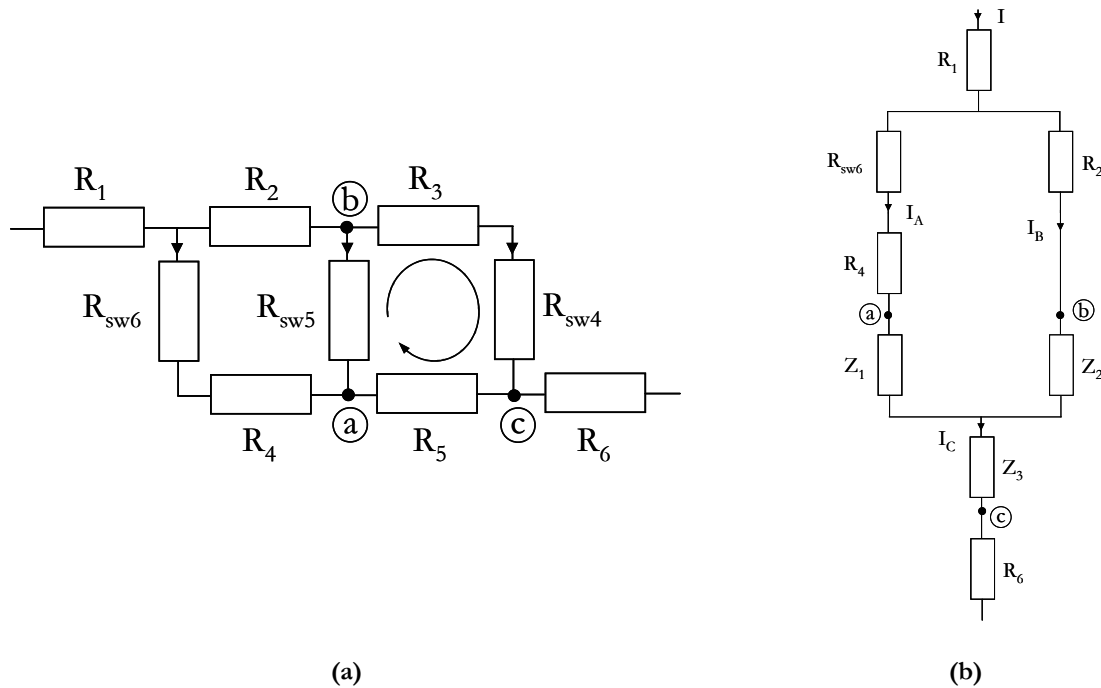


Figure 51 : Schémas électriques du module en régime permanent

Le détail des calculs des courants I_{sw6} , I_{sw5} , I_{sw4} en fonction des éléments résistifs du circuit sont détaillés dans l'annexe 2.

Pour simplifier ces expressions, nous allons considérer toutes les résistances du circuit (R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 et R_6) égales, compte tenu de la disposition linéairement espacée des puces dans

le module. De même la résistance à l'état passant des interrupteurs seront également identiques :

$$R_{sw6} = R_{sw5} = R_{sw4} = R_i.$$

L'équation (28) regroupe les expressions simplifiées des courants.

$$I_{sw6} = \frac{R + R_i}{3 \cdot R_i + 2 \cdot R} \cdot I \quad I_{sw5} = \frac{R_i}{3 \cdot R_i + 2 \cdot R} \cdot I \quad I_{sw4} = \frac{R + R_i}{3 \cdot R_i + 2 \cdot R} \cdot I \quad (28)$$

Sous ces conditions, les courants dans les interrupteurs latéraux sont égaux, et plus faibles au milieu. La Figure 49 montre clairement que le courant dans la branche du milieu est inférieur aux courants des branches latérales. Par contre, une inégalité des valeurs des courants dans les interrupteurs périphériques est observée. En effet, en simulation, les résistances du câblage ne sont pas égales, et ce due au maillage non uniforme et/ou à une disposition mal espacée des puces.

L'utilisation de composants idéaux met toutefois en évidence la partie puissance du câblage. Les résultats obtenus sont alors liés à la précision des impédances calculées, puisque pendant les commutations, comme en régime établi, la division des courants dépend essentiellement des inductances et des résistances entre les puces.

Toutefois, cette étude met surtout en évidence un manque de réalisme lié au modèle d'interrupteur considéré.

IV.2.e. Avec des modèles de semi-conducteurs

La grande disparité dans la répartition des courants, et notamment en dehors des instants de commutation, nous incite à remplacer les interrupteurs parfaits par des modèles de semi-conducteurs plus fins. La nouvelle structure étudiée, comportera alors trois IGBT basés sur le modèle d'Hefner [HEFNE-94]. Le circuit de commande sera conservé, comme dans l'étude précédente, identique pour les trois composants. Enfin le modèle de diode développé au Cegely sera utilisé afin de prendre en compte le comportement dynamique du composant.

La Figure 52 décrit la répartition du courant dans les trois IGBT en parallèle. On observe un rééquilibrage des courants par rapport au cas précédent tant dans les phases de commutation qu'en régime établi. En régime permanent l'écart entre les courants est en effet inférieur à 7% alors que précédemment, la dispersion était supérieure à 96%. (Dépendant principalement des éléments du câblage).

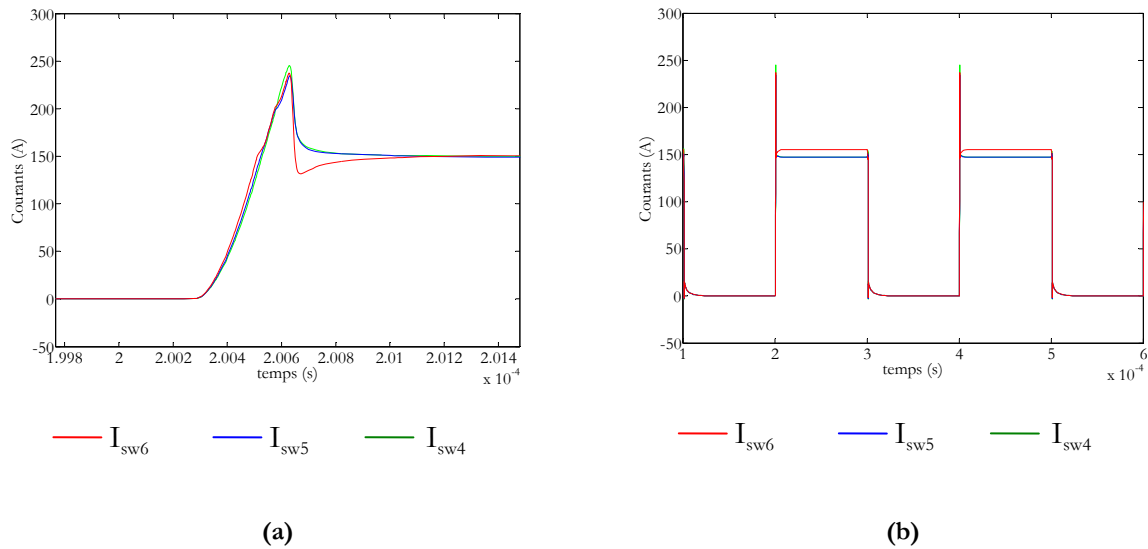


Figure 52 : Répartition des courants en commutation (a) et en régime établi (b)

L'introduction de modèles de semi-conducteurs plus performants a pour conséquence de masquer complètement les effets du câblage et la disposition non symétrique des puces sur le DBC mis en évidence précédemment. Les formes d'onde obtenues sont encore différentes des courbes observées dans le cadre d'un système complet (Figure 47). Il semble donc important de noter que la position des puces sur le DBC (sous entendu les éléments parasites du circuit de puissance) n'est pas le principal facteur responsable de la répartition des courants dans le module.

IV.2.f. Avec le circuit de grille

La dernière partie concerne l'étude de l'influence du circuit de commande. Dans ce contexte, la disposition des puces aura une conséquence sur le layout du circuit de commande. Le Tableau 5 présente alors les inductances partielles du circuit de grille uniquement, sans tenir compte des couplages avec le reste du circuit. Une fois encore, ceci n'est qu'une simple illustration de l'analyse des circuits de grille dans le module puisque qu'aucun couplage n'est pris en compte. Cette partie du circuit correspond donc aux lots de bondings reliant la connexion du circuit de commande à la métallisation de grille sur chaque puce.

La puce centrale étant plus proche de l'accès au circuit de commande, on observe une inductance 40% plus faible par rapport aux puces situées sur les bords.

Lg4	Lg5	Lg6
60.3 nH	38.2 nH	54.4nH

Tableau 5 : Tableau récapitulatif des inductances du circuit de grille

Dans ces conditions (circuit de commande uniquement) et compte tenu des résultats du Tableau 5, la puce centrale (#5) devrait être la plus sollicitée lors de la commutation puisque le circuit d'attaque sur la grille est moins impédant. Cette analyse ne traduit en aucun cas le fonctionnement observé à la Figure 47, ce qui peut signifier que soit l'influence de cette partie (circuit de grille) est faible, soit que l'hypothèse de couplages faibles avec le reste du circuit n'est pas suffisante.

IV.2.g. Couplage circuit de commande, circuit de puissance

La prise en compte de manière indépendante du circuit de puissance et de commande ne permet pas d'expliquer les fortes disparités entre les puces. D'une part, les effets du circuit de puissance sont masqués par les semi-conducteurs, et d'autre part, les inductances relevées sur les circuits de grille sont en désaccord vis-à-vis de la répartition des courants dans les puces. Aucune de ces deux approches ne permet d'avancer des explications cohérentes aux phénomènes observés.

La matrice (29) permet de traduire les interactions (puissance/commande et commande/commande) qui conduisent aux perturbations des signaux de commande. Les tensions grille-émetteur sont en effet exprimées en fonction des courants de puissance et de commande, selon la méthode exposée à l'équation (25) (paragraphe II de ce chapitre). Les fortes interactions présentes dans les modules sont alors traduites dans cette matrice.

Les interactions commande/commande se distinguent par la sous-matrice commande [A] pleine et les interactions puissance/commande par la sous-matrice [B]. Les éléments soulignés dans cette sous-matrice représentent les couplages par impédance commune et tiennent compte des mutuelles avec le reste du circuit. Les autres éléments sont les témoins des couplages entre les puces.

Les résultats précédents ont permis d'identifier ces couplages comme responsables de la disparité observée sur les courants. Néanmoins, il n'est pas question de conclure sur les perturbations induites au niveau des tensions de commande à la simple vue de la matrice impédance ci-dessous, sans tenir compte des courants associés. Autrement dit, les éléments de la sous-matrice "commande", avec des termes plus importants par rapport aux autres, n'auront que très peu d'effet par rapport aux perturbations induites par les couplages puissance/commande. Ces derniers sont effectivement associés aux courants de puissance avec une dynamique beaucoup plus importantes.

$$\begin{bmatrix} V_{ge4} \\ V_{ge5} \\ V_{ge6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -7.13 \cdot 10^{-3} - 60.37 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -2.9 \cdot 10^{-3} - 31.25 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -2.51 \cdot 10^{-3} - 27.13 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -2.9 \cdot 10^{-3} - 31.25 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -4.2 \cdot 10^{-3} - 38.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -2.51 \cdot 10^{-3} - 27.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \dots \\ -2.51 \cdot 10^{-3} - 27.13 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -2.51 \cdot 10^{-3} - 27.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -6.66 \cdot 10^{-3} - 54.42 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{g4} \\ I_{g5} \\ I_{g6} \\ I_{c4} \\ I_{c5} \\ I_{c6} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d3} \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$\begin{bmatrix} -0.73 \cdot 10^{-3} - 5.3 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.26 \cdot 10^{-3} - 1.71 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.02 \cdot 10^{-3} + 0.81 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.03 \cdot 10^{-3} - 0.88 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.02 \cdot 10^{-3} - 0.96 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.02 \cdot 10^{-3} - 0.87 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -0.27 \cdot 10^{-3} - 2.55 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.31 \cdot 10^{-3} - 2.43 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.03 \cdot 10^{-3} + 0.17 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} - 0.29 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} - 0.21 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} - 0.21 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ 0.16 \cdot 10^{-3} + 0.51 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.17 \cdot 10^{-3} + 0.61 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.08 \cdot 10^{-3} - 0.18 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} + 0.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} - 0.11 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} - 0.27 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{g4} \\ I_{g5} \\ I_{g6} \\ I_{c4} \\ I_{c5} \\ I_{c6} \\ I_{d1} \\ I_{d2} \\ I_{d3} \end{bmatrix} \quad [B]$$

Les couplages entre le circuit de commande et le circuit de puissance permet d'expliquer en grande partie le déséquilibre des courants constatés. Cette matrice est loin de ressembler à la matrice idéale sans couplages entre les circuits de commande, et surtout sans lien avec les courants de puissance. Dans cette matrice, on retrouve les classiques impédances communes d'émetteur bien connues des concepteurs, mais il est nécessaire de tenir compte des autres termes qui ne peuvent être négligés. Chacun d'entre eux a un poids important dans le risque de mise en conduction ou de blocage intempestif de certaines puces.

IV.2.h. Etude de sensibilité sur les circuits de grille

En résumé, la bonne répartition des courants dans les puces en parallèle est surtout liée à l'interaction puissance/commande. Celle-ci est fortement influencée par la topologie du circuit de commande et à la disposition des puces par rapport aux circuits de puissance. La position des pistes du circuit de commande et l'emplacement de la reprise d'émetteur semblent donc être les deux éléments cruciaux pour une égale répartition des contraintes entre puces [MARTI-03].

La matrice impédance reliant les tensions grille-émetteur aux bornes des puces permet alors d'identifier les éléments parasites mis en jeu et d'anticiper un éventuel déséquilibre.

Par contre, dans le cas d'un fort déséquilibre comme dans le module traité dans ce paragraphe, il peut s'avérer difficile de proposer une nouvelle topologie. Pour montrer une possible voie de modification du circuit de commande, permettant d'améliorer le comportement dynamique du module, une étude de sensibilité a donc été réalisée sur le circuit de commande à l'intérieur du module.

La Figure 53 présente trois topologies de circuits différents pour trois positions de la reprise d'émetteur le long du module. Dans la configuration (a), la reprise d'émetteur se situe à l'extrémité gauche du module, correspondant à un éloignement maximum du bus continu. A

l'inverse, la position (b) représente une situation où la reprise d'émetteur serait le plus près possible des accès du bus continu; enfin, la position (c) constitue une position intermédiaire proche de la solution retenue par le fabricant. Dans les trois cas, la reprise de grille, située approximativement au milieu du module, reste inchangée.

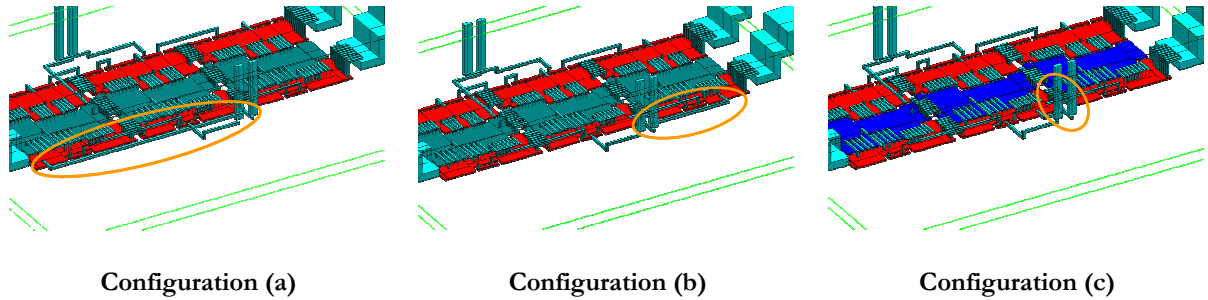


Figure 53 : Représentation du circuit de grille dans la configuration initiale (c) et dans deux positions limites (a) et (b)

L'action sur le circuit de grille n'est pas sans conséquence sur le comportement dynamique des grandeurs électriques. La Figure 54 montre l'évolution du courant total commuté par les trois puces ($I_{c4} + I_{c5} + I_{c6}$) et de la tension V_{ce} dans les trois configurations du circuit de grille de la Figure 53.

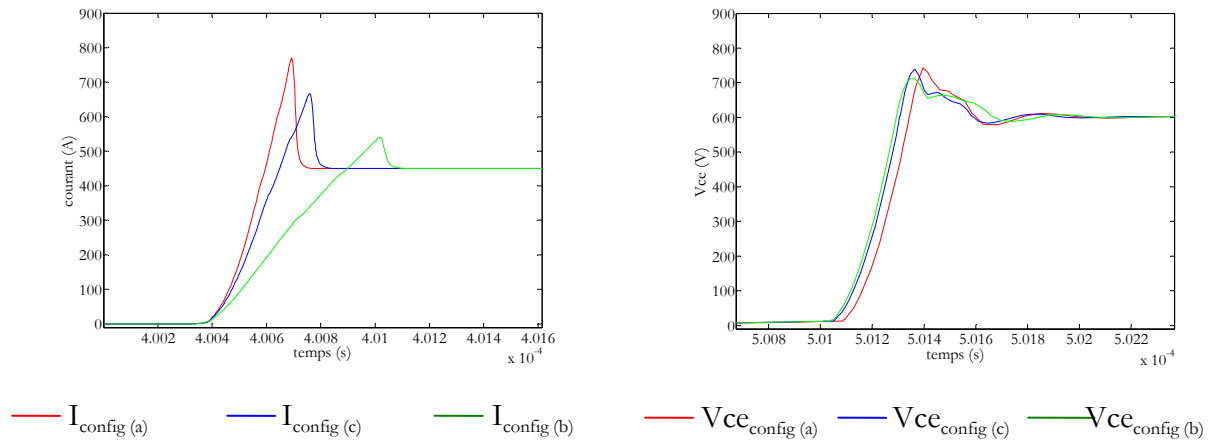


Figure 54 : Comparaisons des formes d'onde simulées pour différentes configurations du circuit de grille

En ce qui concerne les courants, les modifications du circuit de commande n'ont pas apporté d'amélioration quant au rééquilibrage des courants à la fermeture entre chaque puce. Par contre, on observe un impact important de cette partie de circuit sur la dynamique des courants commutés qui varie dans un rapport proche de trois (30).

$$\frac{dI_{\text{config}(a)}}{dt} = 2424 A/us \quad \frac{dI_{\text{config}(c)}}{dt} = 2067 A/us \quad \frac{dI_{\text{config}(b)}}{dt} = 850 A/us \quad (30)$$

Plus la reprise d'émetteur est éloignée du bus continu, et plus les performances dynamiques du module augmentent. On voit ici apparaître les perturbations de l'impédance commune d'émetteur qui se traduisent par des chutes de tension dans les pistes de puissance entre l'émetteur de chaque puce et la reprise du circuit de commande. La tension parasite rapportée par les pistes de puissance sera plus moins importante selon la position de la reprise d'émetteur (commutation plus ou moins rapide) mais de la même manière sur chaque puce, ce qui n'améliore (ni ne dégrade) la répartition des courants.

Les surtensions à l'ouverture sont quant à elles peu sensibles à ce déplacement. Les courants commutés dans cette phase sont essentiellement dictés par les caractéristiques intrinsèques des semi-conducteurs. Leur dynamique varie peu suite à une modification du circuit de commande (variation de 400A/us). C'est la raison pourquoi on n'observe qu'une faible variation de la surtension.

Cette étude de sensibilité nous a permis de constater l'influence du routage du circuit de commande sur la forme des courants commutés à la fermeture. Cette relation entre courants à l'amorçage et routage dégage une tendance qui ouvre une perspective d'optimisation du design du circuit de commande pour obtenir une égale répartition des courants dans plusieurs composants actifs en parallèle. Cette voie d'investigation sera menée dans le chapitre 4.

IV.3. Eléments de comparaison de plusieurs modules : analyse des matrices impédance

Cette analyse progressive d'identification permettant d'évaluer l'implication du câblage sur le comportement électrique du module a été menée sur les deux autres modules (Figure 41). Dans les trois cas, les mêmes conclusions peuvent être établies : à savoir un fonctionnement dominé par des couplages de type puissance/commande non négligeables et par les caractéristiques intrinsèques des semi-conducteurs.

A partir des matrices traduisant le comportement dynamique des tensions de commande sur les puces, il est possible de comparer et d'extraire les termes caractéristiques reflétant un risque potentiel dû au câblage.

Tous ces modules réalisent la même fonction électrique (onduleur triphasé) et ont le même nombre de semi-conducteurs et de connexions extérieures. La Figure 55 présente les caractéristiques géométriques de chacun d'entre eux ainsi que le repérage des puces : position répartie ou groupée des puces, circuit de grille en PCB ou à base de bondings.

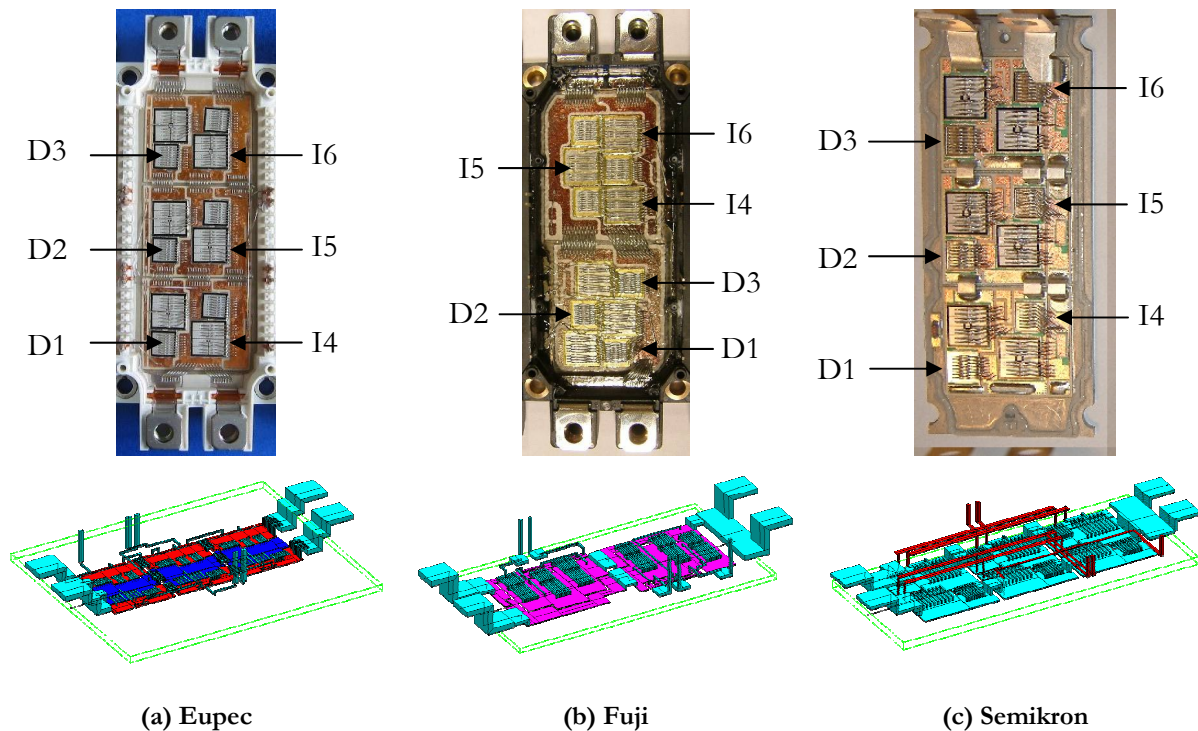


Figure 55 : Topologie de routage des trois modules comparés

Quoiqu'il en soit, le plus important est de pouvoir estimer les perturbations induites sur le circuit de commande. Pour cela qu'importe la géométrie interne du module et la technologie employée pourvu que les perturbations soient minimisées.

La forme compacte de la matrice impédance des trois modules de la Figure 55 est donnée dans les équations (31), (32) et (33).

Les éléments soulignés en pointillés correspondent aux perturbations maximales introduites par les courants de commande sur chaque puce. La même tendance se dégage pour les trois modules, à savoir une prépondérance pour les courants propres à chaque puce. Cependant ces

valeurs, dues au type de câblage utilisé, sont à pondérer avec la faible dynamique des courants associés.

En ce qui concerne les interactions puissance/commande, les éléments soulignés mettent en valeur les perturbations maximales introduites par les courants de puissance. Dans les trois cas ils mettent en évidence des couplages plus important avec les courants commutés par les interrupteurs.

Module Eupec :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{ge4} \\ V_{ge5} \\ V_{ge6} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{-7.13 \cdot 10^{-3} - 60.37 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & -2.9 \cdot 10^{-3} - 31.25 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -2.51 \cdot 10^{-3} - 27.13 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ \underline{-2.9 \cdot 10^{-3} - 31.25 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & \underline{-4.2 \cdot 10^{-3} - 38.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & -2.51 \cdot 10^{-3} - 27.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \dots \\ \underline{-2.51 \cdot 10^{-3} - 27.13 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & \underline{-2.51 \cdot 10^{-3} - 27.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & \underline{-6.66 \cdot 10^{-3} - 54.42 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} \end{bmatrix} \\
 &\begin{bmatrix} -0.73 \cdot 10^{-3} - 5.3 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.26 \cdot 10^{-3} - 1.71 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.02 \cdot 10^{-3} + 0.81 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.03 \cdot 10^{-3} - 0.88 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.02 \cdot 10^{-3} - 0.96 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.02 \cdot 10^{-3} - 0.87 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -0.27 \cdot 10^{-3} - 2.55 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.31 \cdot 10^{-3} - 2.43 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.03 \cdot 10^{-3} + 0.17 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} - 0.29 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} - 0.21 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} - 0.21 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ 0.16 \cdot 10^{-3} + 0.51 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & \underline{0.17 \cdot 10^{-3} + 0.61 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & -0.08 \cdot 10^{-3} - 0.18 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} + 0.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} - 0.11 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.04 \cdot 10^{-3} - 0.27 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ig4 \\ Ig5 \\ Ig6 \\ Ic4 \\ Ic5 \\ Ic6 \\ Id1 \\ Id2 \\ Id3 \end{bmatrix} \quad (31)
 \end{aligned}$$

Module Fuji :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{ge4} \\ V_{ge5} \\ V_{ge6} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{-5.3 \cdot 10^{-3} - 45.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & -3.9 \cdot 10^{-3} - 38.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -3.4 \cdot 10^{-3} - 35.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ \underline{-3.9 \cdot 10^{-3} - 38.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & \underline{-9.3 \cdot 10^{-3} - 66.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & 7.4 \cdot 10^{-3} - 53.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \dots \\ \underline{-3.4 \cdot 10^{-3} - 35.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & \underline{-7.4 \cdot 10^{-3} - 53.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & \underline{-7.5 \cdot 10^{-3} - 54.4 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} \end{bmatrix} \\
 &\begin{bmatrix} -1.16 \cdot 10^{-3} - 6.12 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.54 \cdot 10^{-3} - 2.69 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.04 \cdot 10^{-3} - 0.56 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.05 \cdot 10^{-3} - 0.19 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.05 \cdot 10^{-3} - 0.18 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.06 \cdot 10^{-3} - 0.19 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -0.73 \cdot 10^{-3} - 9.67 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & \underline{-0.97 \cdot 10^{-3} - 11.3 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & -0.19 \cdot 10^{-3} - 5.77 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.14 \cdot 10^{-3} + 5.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.14 \cdot 10^{-3} + 5.48 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.14 \cdot 10^{-3} + 5.45 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -0.1 \cdot 10^{-3} - 2.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.05 \cdot 10^{-3} - 1.77 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & \underline{-0.17 \cdot 10^{-3} - 2.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & 0.07 \cdot 10^{-3} + 1.47 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.07 \cdot 10^{-3} + 1.47 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.06 \cdot 10^{-3} + 1.45 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ig4 \\ Ig5 \\ Ig6 \\ Ic4 \\ Ic5 \\ Ic6 \\ Id1 \\ Id2 \\ Id3 \end{bmatrix} \quad (32)
 \end{aligned}$$

Module Semikron :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} V_{ge4} \\ V_{ge5} \\ V_{ge6} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{-15.2 \cdot 10^{-3} - 27.3 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & -5.2 \cdot 10^{-3} - 8.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -4.9 \cdot 10^{-3} - 7.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ \underline{-5.2 \cdot 10^{-3} - 8.7 \cdot 10^{-9} \cdot j} & \underline{-8.3 \cdot 10^{-3} - 16.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & -5 \cdot 10^{-3} - 8.3 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \dots \\ \underline{-4.9 \cdot 10^{-3} - 7.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & \underline{-5 \cdot 10^{-3} - 8.3 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & \underline{-14.8 \cdot 10^{-3} - 26.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} \end{bmatrix} \\
 &\begin{bmatrix} -1.26 \cdot 10^{-3} - 3.6 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.5 \cdot 10^{-3} - 1.4 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.22 \cdot 10^{-3} - 0.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.18 \cdot 10^{-3} + 0.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.19 \cdot 10^{-3} + 0.6 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.2 \cdot 10^{-3} + 0.6 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -0.28 \cdot 10^{-3} - 1.4 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & \underline{-0.48 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & -0.13 \cdot 10^{-3} - 0.9 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 0.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 0.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.11 \cdot 10^{-3} + 0.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ 0.65 \cdot 10^{-3} + 0.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.61 \cdot 10^{-3} + 0.07 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & \underline{-0.02 \cdot 10^{-3} - 1.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega} & 3.4 \cdot 10^{-6} + 0.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 1.1 \cdot 10^{-6} + 0.9 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.7 \cdot 10^{-6} + 1.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ig4 \\ Ig5 \\ Ig6 \\ Ic4 \\ Ic5 \\ Ic6 \\ Id1 \\ Id2 \\ Id3 \end{bmatrix} \quad (33)
 \end{aligned}$$

Pour récapituler sous une forme plus simple les différentes parties du câblage dans ces modules, les Tableau 6 et Tableau 7 résument respectivement les inductances de maille du circuit de puissance et les inductances des circuits de commande ce chaque interrupteur.

Les comparaisons suivantes ne sont que des illustrations. Elles seront basées sur les inductances propres et ne prendront pas en compte les éléments mutuels. Comme

précédemment, l'étude du circuit de puissance consistera à calculer les inductances des boucles de commutation formées en court-circuitant selon le cas, les couples IGBT/diode en vis-à-vis : I6-D3, I5-D3, I4-D1. De même, les circuits de commande seront pris indépendamment les uns des autres (couplages commande/commande volontairement occultés).

Comparaison des circuits de puissance :

La disposition des puces par rapport aux connexions du bus continu peut se déduire du Tableau 6. Dans les modules avec une disposition des puces linéairement réparties, on remarque une augmentation significative de l'inductance au fur et à mesure que la boucle de commutation s'agrandit. La variation d'inductance est moins prononcée dans une disposition plus groupée.

$$\Delta L_{\text{Eupec}} > \Delta L_{\text{Semikron}} > \Delta L_{\text{Fuji}}$$

	Lbb4 (I6-D3)	Lbb5 (I5-D2)	Lbb6 (I4-D1)	ΔL
Eupec	33 nH	41 nH	59 nH	26 nH
Fuji	47 nH	56 nH	58 nH	11 nH
Semikron	25 nH	31 nH	44 nH	19 nH

Tableau 6 : Récapitulatif des inductances de puissance dans chaque module

Comparaison des circuits de commande :

Des écarts similaires ont été observés sur les inductances propres de grille, correspondant à un éloignement plus ou moins important de la puce au connecteur. L'utilisation d'un circuit sur PCB dans les modules Semikron réduit sensiblement les inductances des circuits de commande.

	Lg4	Lg5	Lg6
Eupec	60 nH	38 nH	54 nH
Fuji	54 nH	66 nH	45 nH
Semikron	42 nH	26 nH	43 nH

Tableau 7 : Récapitulatif des inductances des circuits de commande

IV.4. Conséquences d'une mauvaise répartition

La première conséquence à une mauvaise répartition des courants se situe au niveau du courant maximal commuté par chaque puce. L'étude menée précédemment montre qu'une puce supporte la quasi-totalité du courant de recouvrement des diodes lors des commutations. Les conséquences d'un courant transitoire aussi élevé ne sera pas étudié dans ce mémoire mais en se

référant à un fonctionnement en court-circuit, tout nous laisse croire que le dépassement d'un courant critique risque de rendre l'IGBT incontrôlable.

La deuxième conséquence est de nature électrothermique. La maîtrise de l'évolution thermique du module est un point clé dans la fiabilité du fonctionnement du convertisseur. Ces modules possèdent une large face arrière, appropriée pour une meilleure évacuation des pertes générées à l'intérieur du module[LODDE-00]. Néanmoins outre ces caractéristiques propres au packaging du module, le champ de température régnant au sein d'un convertisseur dépend de la chaleur générée en son sein, ce conformément aux lois de la thermique (position, nombre de puces, refroidisseur, ...). En électronique de puissance, cette chaleur est fonction de l'état thermique des semi-conducteurs. Cette interaction fait intervenir un système bouclé, représenté à la Figure 56 [RAEL-96].

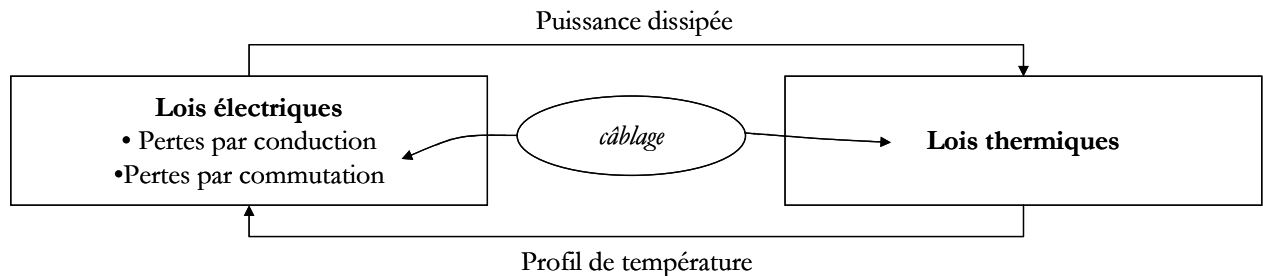


Figure 56 : schéma de principe du couplage électrothermique

Le câblage se présente comme un élément déterminant sur le fonctionnement transitoire avec des conséquences non négligeables dans les pertes en commutation (Tableau 3). En fonction de la fréquence, le déséquilibre introduit par le câblage dans cette phase de fonctionnement accentue plus ou moins la différence de puissance dissipée entre les puces. La Figure 57 montre l'évolution de la puissance dissipée dans le module sixpack eupec sous la forme d'un ratio entre la puissance maximale et minimale dissipée par les puces en fonction de la fréquence de découpage.

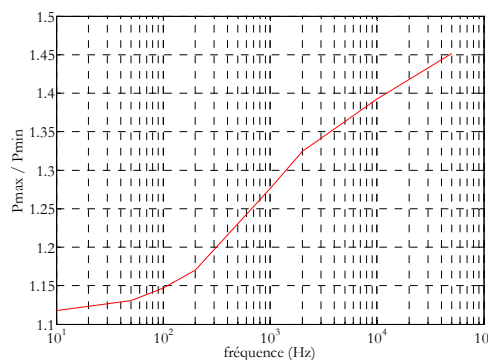


Figure 57: Inégalité des puissances dissipées dans les puces en fonction de la fréquence

Néanmoins, cette disparité ne présume en rien un écart similaire sur le profil de température à l'intérieur du module. En l'occurrence, un refroidisseur ayant un coefficient d'échange thermique élevé pourrait tout à fait compenser cette mauvaise répartition des puissances. A l'inverse, même en présence d'une répartition égale des puissances, une différence de température peut être observée à cause d'un mauvais refroidisseur impliquant des couplages thermiques important.

Cette analyse présente le lien étroit entre les phénomènes électriques et thermiques. Elle révèle déjà la complexité du système alors que l'évolution en fonction de la température des caractéristiques intrinsèques des semi-conducteurs n'a même pas été prise en compte. Il est évident que tous ces aspects sont à prendre en considération dans une démarche de prototypage virtuel. Cependant, elle requiert une étape supplémentaire qui ne peut se faire qu'en disposant de modèles thermique et électrique couplés afin de tenir compte simultanément du profil des températures et de l'évolution des paramètres thermosensibles dans le calcul des pertes. Cette approche complète ne sera pas traitée dans ce mémoire mais méritait d'être précisée dans ce paragraphe.

IV.5. Validations expérimentales

La validation expérimentale des résultats présentés en simulation est délicate à mettre en œuvre par des mesures directes de tensions et de courants à l'intérieur du module. La taille réduite de ce type de composant et la présence de gel nécessaire pour la tenue diélectrique rend difficile l'insertion post fabrication de sondes de mesure sans destruction du module. Ne disposant pas d'un module instrumenté par le constructeur, il n'est donc pas possible de procéder à des mesures directes de grandeurs électriques.

Pour mettre en évidence les fortes disparités observées sur les courants, nous avons eu recours à des mesures indirectes, soit à partir du profil des températures à l'intérieur du module, soit à partir d'un démonstrateur.

IV.5.a. Validation indirecte par mesure du profil température

Une première méthode pour évaluer les déséquilibres consiste à déduire la répartition des pertes à l'intérieur du module à partir du profil des températures et ainsi révéler les inégalités observées au Tableau 3. Les mesures thermiques par caméra infrarouge ne se sont pas révélées satisfaisantes à cause des nombreuses incertitudes qui planaient sur ce type de mesure.

Les principales raisons énoncées ci-dessous résument les limitations de cette méthode qui ne permet pas de corrélérer les phénomènes électriques et thermiques :

- réponse thermique lente par rapport aux grandeurs électriques,
- couplages thermiques entre les puces qui empêchent la différenciation de chaque semi-conducteur de manière significative,
- précision de mesure : la présence du gel thermique qui favorise le couplage thermique entre les puces et dégrade la précision de mesure de la caméra, le réglage de l'émissivité du matériau,
- nécessité de commuter à un point de fonctionnement proche du régime nominal pour accentuer les pertes développées dans les puces.

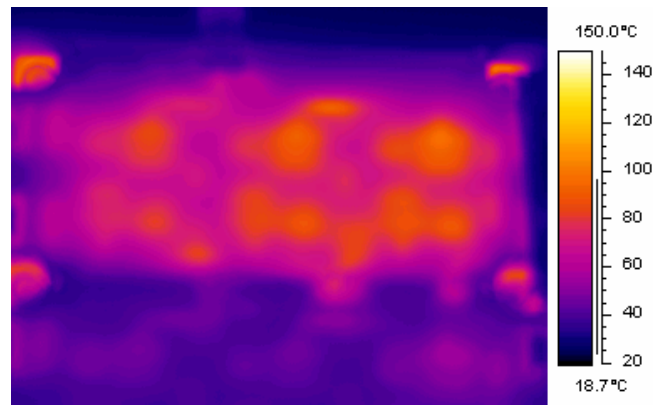


Figure 58 : Visualisation du profil des températures par une caméra infrarouge

Une autre solution serait de disposer de sondes de température à l'intérieur du module mais cette approche requiert un module instrumenté lors de sa fabrication !!!.

IV.5.b. Validation à partir d'un démonstrateur

La solution retenue pour valider notre approche a été de concevoir un démonstrateur qui soit représentatif des phénomènes analysés dans les modules tout en levant le verrou de l'accessibilité au courant commuté par des capteurs [GDR-04].

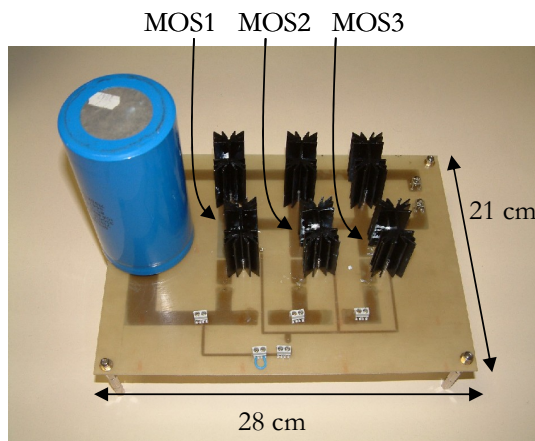
Pour s'affranchir des problèmes dus à l'intégration dans les modules, le dispositif a été élaboré de manière à reproduire le plus fidèlement possible la géométrie de la connectique à l'intérieur du module dans un rapport géométrique de trois à quatre.

La Figure 59 montre une photo du dispositif. On retrouve sur ce démonstrateur les principales caractéristiques du module Eupec amplifié, à savoir :

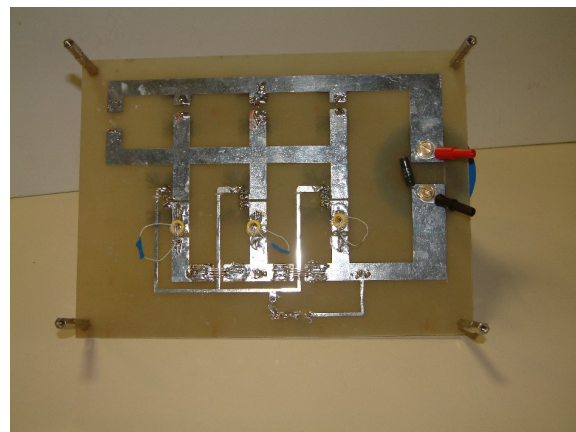
- interrupteur réalisé par trois semi-conducteurs discret en parallèle répartis linéairement le long du dispositif. Notre choix s'est porté sur la technologie MOS en raison de la faible puissance de la maquette,
- bondings de liaison entre les circuits,
- reprise d'émetteur raccordée à la piste de puissance.

L'association d'un composant rapide (MOS) et d'un câblage exagéré exacerbe les effets parasites du circuit même si le niveau de courant est faible. A la différence, les éléments parasites à l'intérieur des modules sont certes nettement moins significatifs, mais les effets induits sont quant à eux amplifiés par des courants commutés plus importants.

Malgré les différences géométriques et électriques, la maquette semble donc en mesure de mettre en évidence les effets caractéristiques observés sur la répartition des courants dans les modules.



(a) vue coté composant



(b) vue coté circuit

Figure 59 : Photo du dispositif expérimental

La mesure des courants commutés sera obtenue par des transformateurs de courants de rapport 10. Ce système permet par la suite d'insérer des sondes de courant sans pour autant modifier le comportement du système par l'ajout d'impédances supplémentaires.

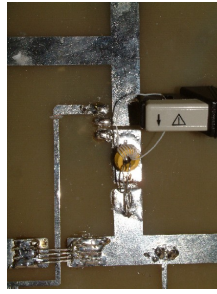


Figure 60 : Mesure du courant

Comme en témoigne l'équation (34), la matrice impédance "commande" associée à cette structure est similaire à celle décrite pour le câblage du module Eupec à l'équation (29). La dissymétrie des puces est perceptible sur les termes diagonaux de la sous-matrice correspondant aux courants de commande. En ce qui concerne les couplages avec le circuit de puissance (éléments les plus influents), le démonstrateur présente les mêmes caractéristiques :

- une décroissance de l'impédance commune d'émetteur dans les interrupteurs les plus proches du bus continu,
- des couplages puissance/commande plus importants pour l'interrupteur du centre.

$$\begin{bmatrix} V_{gs3} \\ V_{gs2} \\ V_{gs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -25.4 \cdot 10^{-3} - 267.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -12.6 \cdot 10^{-3} - 129.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -7.6 \cdot 10^{-3} - 72.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -12.6 \cdot 10^{-3} - 129.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -21.6 \cdot 10^{-3} - 238.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -7.6 \cdot 10^{-3} - 70.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \dots \\ -7.6 \cdot 10^{-3} - 72.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -7.6 \cdot 10^{-3} - 70.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -17.7 \cdot 10^{-3} - 186.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{g3} \\ I_{g2} \\ I_{g1} \\ I_{m3} \\ I_{m2} \\ I_{m1} \\ I_{d3} \\ I_{d2} \\ I_{d1} \end{bmatrix} \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} -3.5 \cdot 10^{-3} - 76.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -1.2 \cdot 10^{-3} - 28.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.2 \cdot 10^{-3} - 5.9 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 1.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 1.6 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 1.9 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -1.2 \cdot 10^{-3} - 10.9 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -2.4 \cdot 10^{-3} - 59.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.2 \cdot 10^{-3} - 8.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 2.3 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 3.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 3.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -0.1 \cdot 10^{-3} + 8.9 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.1 \cdot 10^{-3} + 12.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -1.3 \cdot 10^{-3} - 35.4 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 1.3 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 1.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 2.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix}$$

Les formes d'onde confirment la dissymétrie proche de celle constatée dans le module avec une grande disparité dans la répartition des courants. Les tendances observées à la Figure 61 en simulation et en expérimentation révèlent les mêmes caractéristiques que celles observées dans le module sixpack Eupec : le composant le plus proche du bus continu supporte une grosse partie du courant commuté.

Le point de fonctionnement retenu pour les relevés de la Figure 61 est le suivant :

- tension continue fixée à 150V,
- courant total de charge : 12A, commuté par les trois MOS,

- résistance de grille choisie pour obtenir un di/dt identique en simulation et en mesure
 $t_{\text{monté}} \approx 100\text{ns}$.

Les signaux observés à la Figure 61 montrent aussi une bonne concordance entre les formes d'onde simulées et mesurées dans la première partie des commutations où les déséquilibres en courants sont très bien reproduits. Néanmoins, la précision des simulations et la bonne corrélation simulation-mesure sont toutefois soumises à la qualité des modèles de semi-conducteurs utilisés et des jeux de paramètres associés. Cette sensibilité se fait surtout ressentir sur l'amplitude maximale des courants commutés qui nécessite une bonne identification de la phase de recouvrement de la diode. En ce qui concerne les oscillations qui ne sont pas reproduites en simulation, les raisons sont autant imputables au modèle de câblage pour les raisons évoqués au Chapitre 2 :IV.2, qu'aux modèles de semi-conducteurs.

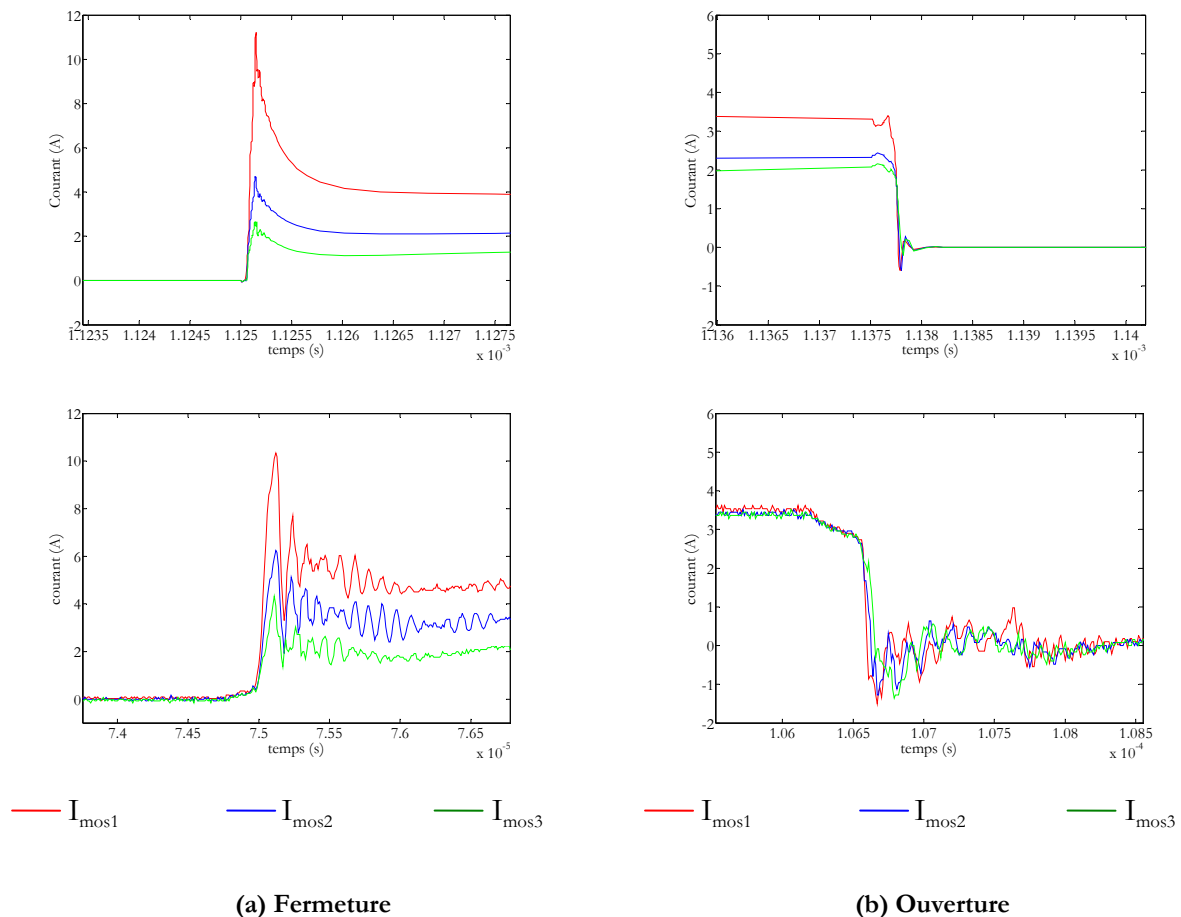


Figure 61 : Courants commutés dans les trois MOS du démonstrateur : simulation (haut), mesures (bas)

L'aspect bruité des signaux de commande résume bien les perturbations engendrées sur le circuit de commande.

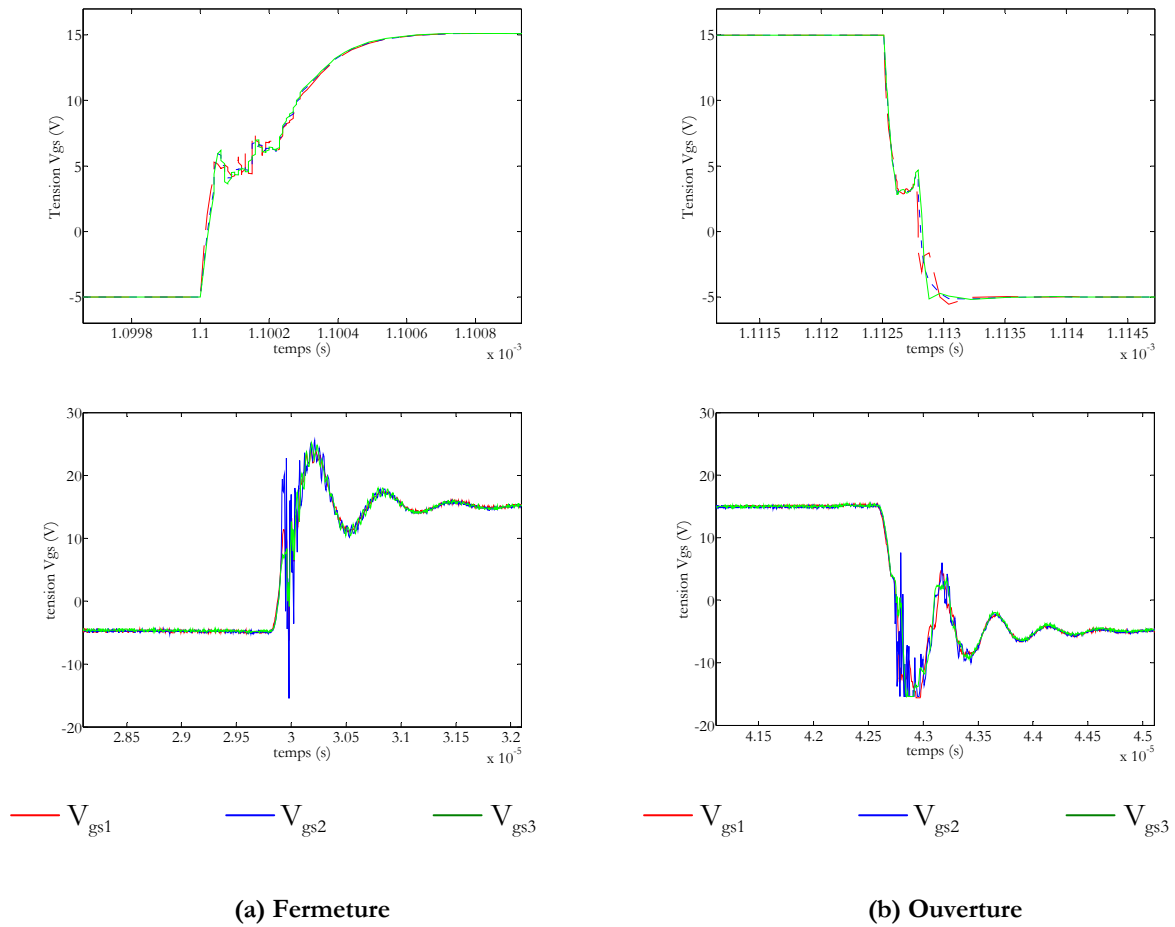


Figure 62 : Tension de commande (V_{gs}) aux bornes des trois MOS du démonstrateur : simulation (haut), mesures (bas)

Les résultats des simulations avaient montré un rééquilibrage des courants en présence d'un circuit de commande totalement découplé du circuit de puissance. Des essais expérimentaux ont été menés sur la maquette de manière à retranscrire ce phénomène. Pour cela, trois cartes de commandes rapprochées identiques, indépendantes de la partie puissance, ont été reliées à chaque MOS. La réponse en courant a été modifiée mais sans pour autant améliorer l'équilibrage. La raison vient essentiellement de la disparité dans les caractéristiques des composants utilisés par la carte de commande (optocoupleur, ...) introduisant plus ou moins de retards entre les signaux de sorties de chaque carte pouvant atteindre 50ns !! Néanmoins l'impact du circuit de commande est bien réel.

IV.6. Conclusion

Les simulations et l'étude des formes d'onde en commutation au sein des modules de puissance ont mis en évidence les interactions entre le câblage et les semi-conducteurs. Les différentes étapes de modélisation ont montré la nécessité de tenir compte à la fois des modèles de semi conducteurs et de toutes les parties du câblage.

Dans ce contexte, les interactions entre le circuit de puissance et de commande se sont révélées cruciales dans l'équilibrage des courants commutés par chaque puce. L'analyse de la matrice impédance apporte une avancée significative dans l'étude des perturbations, en permettant l'identification des perturbations rapportées sur le circuit de commande de chaque puce.

Enfin, ne disposant pas d'un module instrumenté, ces phénomènes ont été mis en lumière à partir d'un démonstrateur reproduisant les caractéristiques géométriques et électriques dans des modules.

V. CONCLUSION

Dans ce troisième chapitre, nous avons abordé l'influence du câblage dans des conducteurs de type busbarre et dans la connectique interne des modules, et son implication quant au bon fonctionnement. A l'heure où les fréquences de fonctionnement augmentent tout en réduisant les temps de commutation, il devient indispensable de bien maîtriser la partie connectique inhérente à la réalisation d'un convertisseur. Les implications engendrées tant au niveau des tensions (surtensions à l'ouverture, perturbations, oscillations ...) qu'au niveau de la répartition des courants dans plusieurs cellules en parallèles peuvent s'avérer critiques.

Le modèle de connectique présenté dans le chapitre précédent s'est montré particulièrement bien adapté à des structures complexes de par sa simplicité ainsi que par sa généralité et sa robustesse. Des passerelles automatiques réalisées au cours de ces travaux entre InCa® et des simulateurs circuits tel que Saber® simplifient encore plus son utilisation. L'intégration de la partie câblage dans une démarche globale vers le prototypage informatique présente des avantages indiscutables en termes de temps de conception, de coût et de qualité.

Grâce aux outils développés, un regard critique a pu être porté sur des structures complexes tels que les busbarres ou les modules de puissance. Deux approches permettent alors d'évaluer la qualité du câblage. La première consiste à simuler le fonctionnement d'un convertisseur en associant le modèle de câblage et les autres composants du système. Cette

approche est un moyen rapide pour analyser le fonctionnement d'un convertisseur dans son ensemble en tenant compte de la spécificité de chaque acteur. L'objectif, à terme, est de réduire les phases de test. Nous avons utilisé cette technique pour l'analyse de busbarre et pour l'étude des courants dans les puces mises en parallèle dans plusieurs modules de puissance.

La deuxième démarche est plus ciblée sur la connectique. Elle a permis d'extraire de la matrice impédance deux **règles de câblage** (équilibrage des courants lors de la mise en parallèle d'éléments de puissance et réduction des perturbations sur les signaux de commande) permettant de positionner le système étudié par rapport à un système transparent vis-à-vis des autres composants. De cette manière on dispose à la fois d'une base commune à chaque système électriquement identique pour comparer plusieurs objets mais aussi de critères qui peuvent servir de support à une fonction objectif dans une phase d'optimisation.

Les outils développés dans ce chapitre, prototype virtuel et règles de câblage, proposent deux approches complémentaires dans l'analyse des systèmes. Les règles de conception du câblage, en plus de souligner les points faibles du câblage, permettent d'établir des comparaisons avec un système "idéal". Cette démarche peut être considéré comme un premier pas vers la conception.

CHAPITRE 4 : De l'analyse à la conception

I. INTRODUCTION

I.1. La notion de conception en général

Dans [ATIEN-03], l'auteur définit la conception comme *"un ensemble d'activités qui conduisent à un même objectif : la définition précise du produit"*. Ceci implique de tenir compte de l'aspect multi physique des systèmes. Cet aspect pluridisciplinaire ne facilite pas la tâche déjà délicate des concepteurs.

La mise en œuvre d'un dispositif met en jeu un grand nombre de variables, dans des domaines très variés de l'ingénierie (mécanique, électrique, thermique, ...). La conception d'un dispositif consiste donc à allier l'ensemble de ces activités en tenant compte des divers couplages pouvant intervenir.

Les principales difficultés des concepteurs résident dans le choix des hypothèses simplificatrices et des compromis de façon à respecter de manière optimale les contraintes fixées par le cahier des charges. Ces deux aspects représentent le nœud du problème à résoudre par le concepteur.

Pour répondre à cette problématique, le processus de conception, vu par [RETIE-03] (Figure 63), se présente comme la succession d'étapes avec des phases d'amélioration, de comparaison et de validation.

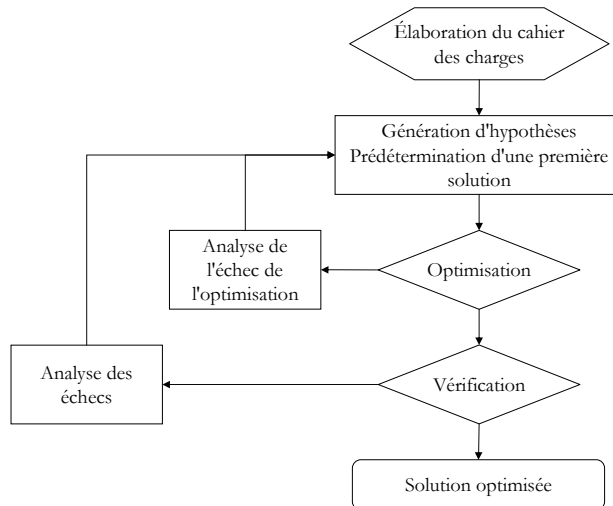


Figure 63 : Modèle général d'un processus de conception [RETIE-03]

Dans les paragraphes suivants, nous allons appliquer ce processus de conception aux aspects électriques impliqués par les interconnexions rencontrés dans les dispositifs en électronique de puissance.

I.2. La conception tournée vers l'électronique de puissance

Le processus classique de conception en électronique de puissance peut se décomposer en deux étapes consécutives.

Tout d'abord, la définition de la topologie de conversion utilisée est définie par le cahier des charges. On se base sur le niveau de puissance et sur la nature des charges interconnectées (conversion DC-DC, DC-AC, AC-DC, ...). Dès lors, des contraintes plus précises vont permettre de dimensionner les composants. On pourra ainsi déterminer le nombre de composants et leur association série-parallel en tenant compte de l'état de la technologie.

Dans un deuxième temps, et compte tenu des contraintes imposées par le choix de la structure, un dimensionnement dédié à chaque composant discret est effectué. Dans cette phase, les interconnexions apparaissent comme des éléments parasites susceptibles d'augmenter les contraintes imposées à chaque composant. En ce qui concerne la connectique, les concepteurs ont comme objectif de proposer des éléments de câblage avec une action neutre sur les autres composants du convertisseur. Cette tâche prend en compte la forme géométrique des conducteurs et le positionnement des éléments connectés à ces derniers.

A la différence de la micro électronique, les convertisseurs d'électronique de puissance associent un nombre restreint de composants mais très volumineux. De plus, ils sont soumis à des contraintes électriques importantes. De fait, les liaisons électriques, capables de conduire un courant important, sont donc plus étendues, et deviennent du même coup non négligeables. Le Chapitre II a montré que les surtensions et la répartition des courants étaient des conséquences directes d'une mauvaise connectique de liaison.

En conséquence, le choix du routage des composants et le dimensionnement des conducteurs se pose comme une vraie problématique.

Les tentatives d'amélioration menées dans le chapitre précédent, sous forme d'études de sensibilité, n'ont pas apporté de plus-values significatives au produit. Nous nous sommes heurtés à la difficulté de la prise en compte de manière intuitive les phénomènes électromagnétiques mis en jeu dans l'arrangement des conducteurs. Néanmoins, ces études ont permis de dégager des tendances permettant l'amélioration de la connectique, qui dans le cadre d'une phase d'optimisation, et en tenant compte de toutes les interactions, pourrait s'avérer d'un apport considérable pour les concepteurs.

Ce chapitre va donc proposer deux solutions automatiques de dimensionnement des conducteurs (formes géométriques et agencement) pour répondre à des critères de surtension et d'équilibrage des courants. La première solution présentera une modification de la géométrie par

action sur le maillage, tandis que la deuxième impliquera une modification de la géométrie. Pour ces deux techniques, nous tiendrons compte des contraintes technologiques liées au savoir-faire actuel dans la fabrication des modules de puissance et des busbarres. Basées sur les matrices impédances développées dans le chapitre précédent, nous présenterons des fonctions objectifs utilisées dans des phases d'optimisation pour décrire l'état de la structure. Nous montrerons les deux types d'algorithme mis en œuvre pour chacun des objets : algorithme génétique pour l'optimisation au niveau du maillage (forme des busbarres) et un algorithme du type Sequential Quadratic Programming (SQP) pour l'optimisation des géométries des conducteurs (circuits de commande dans les modules).

II. STRATEGIES D'OPTIMISATION MISES EN PLACE

Nous commencerons ce paragraphe par un aperçu général des outils logiciels nécessaires à l'optimisation de la connectique. Ensuite, nous présenterons de manière précise les stratégies d'optimisation mises en œuvre selon les objets traités (busbarre ou module de puissance) pour enfin finir sur les méthodes d'optimisations utilisées.

II.1. Aperçu général des stratégies d'optimisation et des outils logiciels

Le but est de proposer des nouvelles topologies de circuit en tenant compte des contraintes imposées par celles-ci sur les autres parties du convertisseur.

Pour la détermination des éléments parasites du câblage, nous disposons du logiciel InCa® accompagné d'un solveur dédié. Cet ensemble est particulièrement adapté à des processus itératifs puisque rapide et pilotable par un optimiseur.

En ce qui concerne l'évaluation des répercussions du câblage sur les autres composantes du système (surtension, répartition des courants, perturbations, ...), deux possibilités s'offrent à nous:

- la première est basée sur le prototypage virtuel, associant dans un simulateur circuit l'ensemble des modèles des composants du convertisseur. Les paramètres de la fonction objectif se déduisent des formes d'onde simulées : courants et tensions maximaux, retards, ...[KRAGH-98]. Ce genre d'architecture présente l'avantage de tenir compte de l'ensemble des intervenants avec comme principal intérêt une approche d'optimisation de l'ensemble de la structure. Cependant, le concepteur se retrouve confronté à gérer des passerelles logicielles avec des transferts de données par fichier.

Ce type de communication et la gestion des problèmes de convergence des simulations circuits ont des conséquences sur la performance du processus d'optimisation loin d'être négligeables[RIGBE-04]. D'autre part, l'action sur certains paramètres de la structure est restreinte à des choix technologiques contraints (caractéristiques intrinsèques de composants). La Figure 64 présente l'enchaînement des actions.

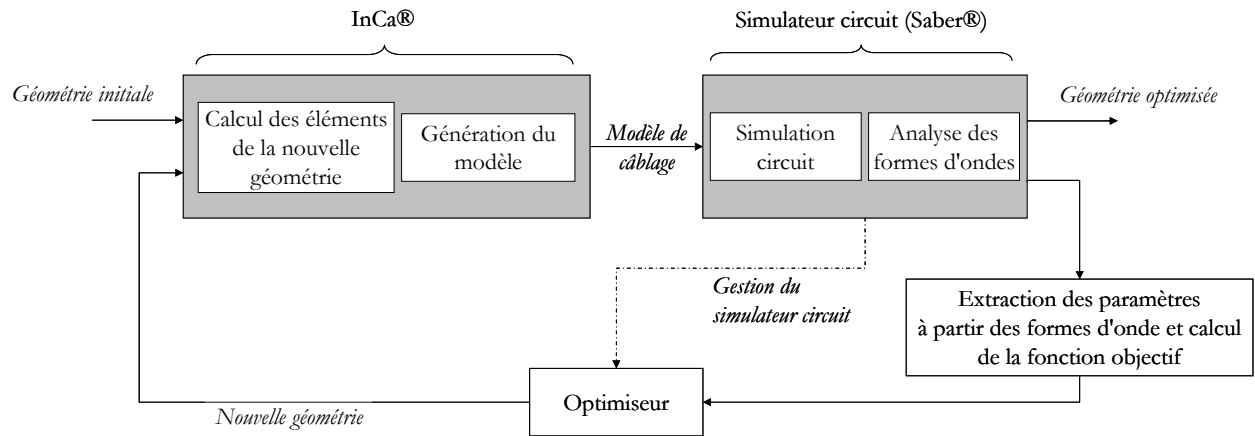


Figure 64 : Optimisation incluant un simulateur circuit

- la seconde solution est ciblée sur le câblage et ne met en œuvre qu'un optimiseur et le logiciel InCa®. L'expression sous forme matricielle des éléments parasites du câblage permet de déterminer la qualité du câblage. Dans ce cas, les paramètres de la fonction objectif découlent des termes de la matrice impédance du système. Cette structuration ne permet pas de tenir compte des éventuels interactions multi-physiques entre les composants, mais présente l'avantage d'être rapide et surtout très robuste [GUICH-01]. La Figure 65 montre le déroulement du processus.

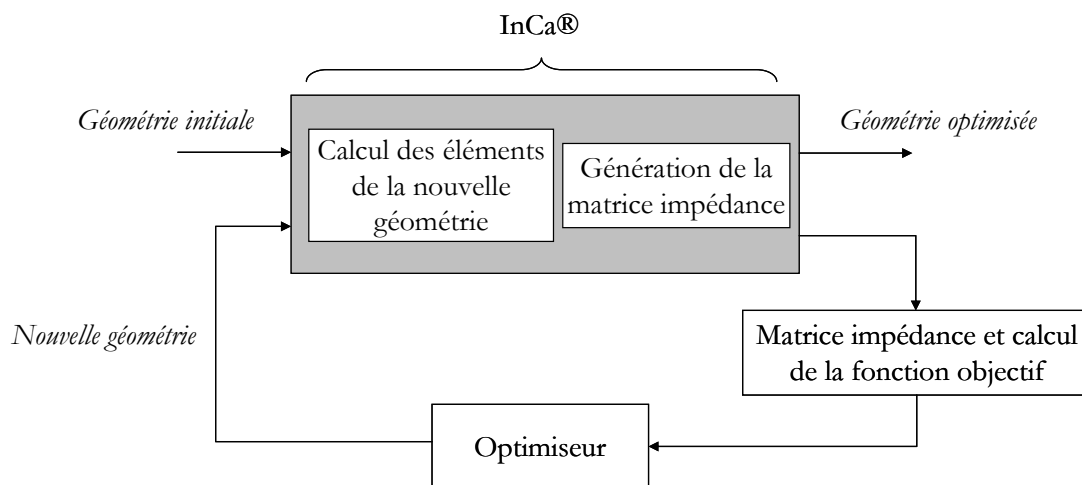


Figure 65 : Optimisation indépendante du reste du circuit

Dans la suite de ce mémoire, nous ne retiendrons que la deuxième approche basée sur les matrices impédances qui nous semble de loin la plus intéressante d'un point de vue temps de calcul. Cette approche ne nécessite pas la mise en œuvre peu fiable d'une multitude de logiciels. Qui plus est, l'approche d'une optimisation globale sur l'ensemble des paramètres des modèles des composants ne semble pas, à ce jour, réaliste.

La structure globale de l'optimiseur et le choix des logiciels étant maintenant fixés, il ne reste maintenant qu'à développer cet outil capable de générer une géométrie du câblage la moins pénalisante possible vis-à-vis des autres composants.

II.2. Stratégies d'optimisation mises en œuvre

Le choix de la stratégie d'optimisation va faire intervenir de nombreux critères. D'une part, des indications qui sont propres au système, dépendant du type de variation des paramètres de la fonction objectif. D'autre part, un caractère plus technique où le concepteur, par son expérience, joue un rôle important dans le processus. Des solutions techniques doivent être prévues pour placer cet acteur au cœur du développement du produit en ouvrant une possibilité de modification manuelle.

Deux techniques permettant de modifier la géométrie vont être développées afin d'articuler un processus d'optimisation autour du câblage. L'une permet de modifier la géométrie du câblage au niveau du maillage, et l'autre fait évoluer les paramètres géométriques des interconnexions. La technique de modifications pour ces deux approches s'opèrera comme suit :

- la modification de la forme géométrique des conducteurs au niveau du maillage s'effectuera en retirant de manière discrète des parties du circuit. Cette méthode consiste à reprendre de manière automatique le "trouage" d'une plaque étudié au Chapitre 3 :III.3.a et pourra s'appliquer à des structures du type busbarre. La suppression de matière pouvant s'effectuer sur les bords, de nouvelles formes peuvent également être obtenues par ce principe [GONNE-03].
- l'évolution des paramètres géométriques portera sur la modification des bondings de grilles (à l'intérieur des modules), identifiés comme étant l'une des raisons principales des déséquilibres des courants de commutation mis en évidence au Chapitre 3 :IV.2.c.

II.2.a. Au niveau du maillage

La forme géométrique des busbarres répond à la fois à des critères d'encombrements, de résistance mécanique et d'efficacité électrique. Les deux premiers critères sont liés à la nature des matériaux utilisés (diélectrique par exemple) et au volume des composants connectés. Ces deux caractéristiques vont définir l'enveloppe du composant. En ce qui concerne la partie électrique, la double problématique à résoudre dans ce type de système est d'une part de minimiser les inductances, afin de réduire les perturbations, et d'autre part d'éviter les déséquilibres susceptibles de modifier la répartition du courant dans plusieurs cellules en parallèle.

Pour répondre à ces deux critères, et compte tenu des contraintes imposées au départ sur la forme globale, la procédure retenue va consister à modifier la forme transversale de la géométrie des conducteurs.

La méthode de modélisation utilisée discrétise les conducteurs en circuits élémentaires composés de 4 impédances en quadrature (maillage 2D). Ces impédances, calculées avec la méthode PEEC, sont connectées afin de rendre le circuit électriquement cohérent (Figure 66a).

Ensuite pour pallier le problème d'une distribution mal équilibrée du courant, due principalement à une disposition non symétrique des composants, il faut repenser le parcours du courant dans les plaques. La solution envisagée consiste justement à déconnecter informatiquement le point de liaison des impédances d'une maille élémentaire. On crée ainsi artificiellement un "trou" dans les conducteurs. Les Figure 66a et Figure 66b illustrent les deux configurations dans lesquelles une maille élémentaire peut être décrite, respectivement "sans trou" (a) et avec "un trou" (b).

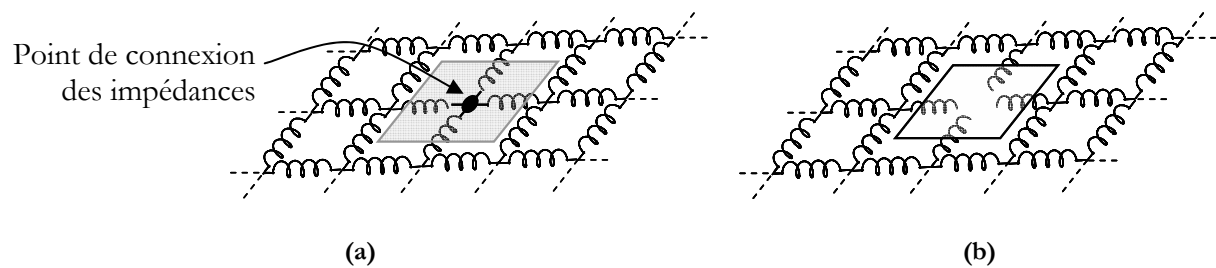


Figure 66 : Modélisation des géométries 2D

Afin de bien comprendre l'intérêt de cette méthode, il est nécessaire de rappeler le processus de calcul des impédances effectué par le solveur. La résolution d'un problème, une fois les descriptions géométrique et électrique effectuées, s'articule autour de deux fonctions

principales qui sont le module PEEC et le module circuit. Le premier module applique la méthode PEEC sur chaque impédance élémentaire. Le module circuit reconstitue ensuite le problème en combinant les éléments élémentaires et en effectuant une résolution électrique du circuit. Finalement, d'autres modules permettent d'exploiter les résultats. Les modules de cet ensemble sont indépendants les uns des autres, permettant ainsi de dissocier les différentes fonctions (Figure 67).

La forme géométrique extérieure de la structure à optimiser et la position des entrées/sorties étant figées (pour répondre à des critères autres qu'électriques), la connexion/déconnexion des nœuds électriques revient en fait à modifier le circuit électrique du système. Autrement dit, en se reposant sur le schéma bloc de la Figure 67, l'optimisation se déroulera en deux phases : une première durant laquelle les impédances de la structure initiale seront calculées, puis dans un deuxième temps, le réagencement des branches (boucle d'optimisation) sera organisé autour du module circuit seul. Cette technique permet de réduire les temps de calcul en s'affranchissant d'une étape chronophage et inutile[YU-03].

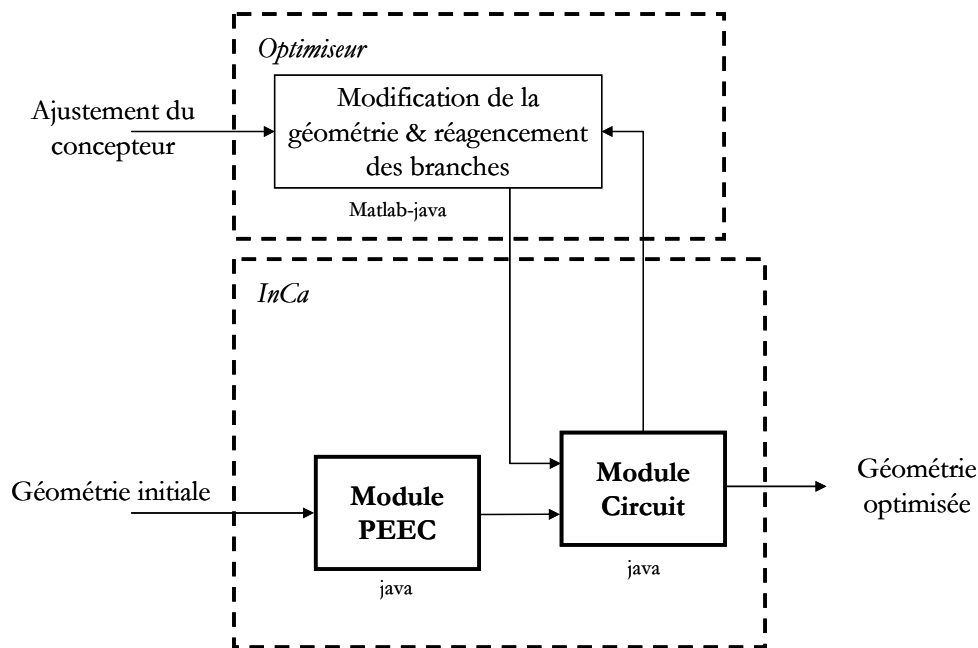


Figure 67 : Synoptique d'une optimisation de forme des busbarres

Enfin, le choix de la méthode d'optimisation sera dépendant du caractère fortement non linéaire de la variation des impédances liée à la connexion/déconnexion des mailles. Les méthodes basées sur le gradient ne seront pas utilisables (non dérivabilités des fonctions), et

notre choix se portera naturellement sur une méthode non déterministe telle que celle basée sur les algorithmes génétiques présentés dans le paragraphe II.3.b.

II.2.b. Au niveau géométrique

Dans cette partie, nous allons nous intéresser tout particulièrement à l'agencement des pistes du circuit de commande dans le module. Le Chapitre 3 a mis en évidence le rôle majeur des circuits de grille dans la répartition dynamique des courants. Dans le cadre de cette étude, le but est de concevoir un circuit de commande minimisant les perturbations induites sur le circuit de grille à l'origine des disparités observées sur les courants de puissance.

Il s'agit cette fois-ci de modifier la position des pistes du circuit de commande. A la différence du cas précédent, développé dans le cadre des busbarres, le déplacement des conducteurs nécessite forcément le calcul à chaque itération de l'ensemble des impédances élémentaires, ce qui ne sera pas sans conséquence sur le temps de calcul. La boucle d'optimisation inclura à la fois le module PEEC et le module Circuit.

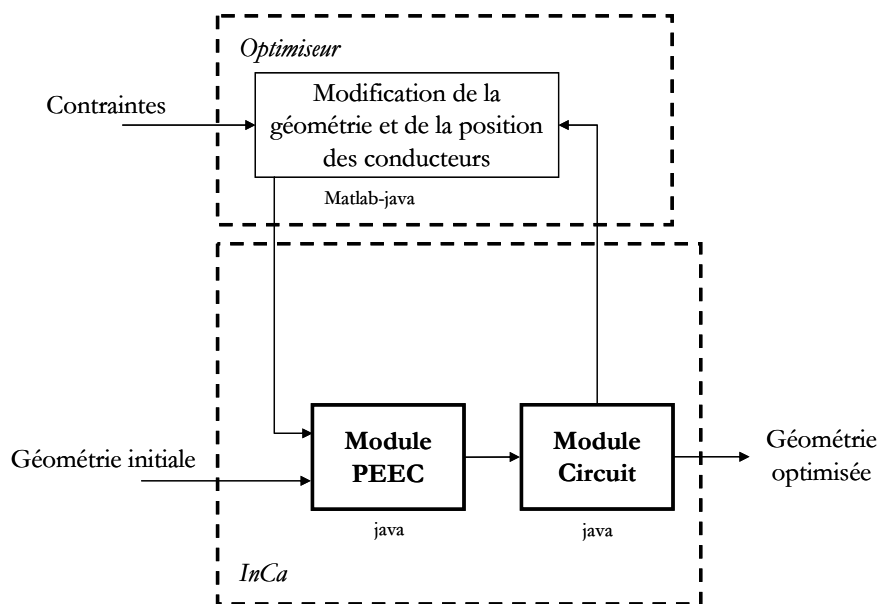


Figure 68 : Synoptique d'une optimisation de position des conducteurs

Le contexte impliquant cette fois-ci une variation linéaire des paramètres, on pourra adapter des méthodes déterministes basées sur les gradients. Ce processus sera présenté dans le paragraphe II.3.c.

II.3. Méthodes d'optimisation

II.3.a. Généralités sur les méthodes d'optimisation

De manière générale, un problème d'optimisation de dimension n se définit de la façon suivante :

$$(P) \left\{ \begin{array}{l} \text{Minimiser} \quad F(x) \\ x \in \mathfrak{R}^n \\ x_{k\min} \leq x_k \leq x_{k\max} \quad \forall k \in [1 \dots n] \\ g_i(x) = 0 \\ h_i(x) \leq 0 \end{array} \right. \quad (35)$$

où :

- $F(x)$: fonction à minimiser, appelée fonction objectif (mais aussi fonction de coût ou de profit),
- x : vecteur à n variables, représentant les paramètres d'une solution à optimiser,
- g_i et h_i représentent respectivement les contraintes d'égalités et d'inégalités.

Une optimisation peut être définie comme un processus itératif visant à minimiser (ou à maximiser, ce qui revient mathématiquement au même) la fonction objectif "F". L'évolution de ce processus et l'optimum trouvé vont dépendre au départ du choix de l'algorithme et de la fonction objectif, définis tous deux selon la nature du problème (discret/continu, contraint ou non). Les nombreuses méthodes d'optimisation existantes peuvent être classées en deux grandes catégories:

- les méthodes déterministes, qui sont basées sur l'étude de sensibilité des paramètres. Elles ne laissent aucune place au hasard, et pour des conditions initiales identiques, conduiront toujours à la même solution. Ces méthodes sont généralement efficaces et peu coûteuses mais sont susceptibles de se figer sur un optimum local,
- les méthodes stochastiques, qui sont basées sur des mécanismes aléatoires. Ces méthodes ne nécessitent pas le calcul du gradient des fonctions et sont donc adaptées à des problèmes discrets. Elles sont capables de trouver l'optimum global d'une fonction.

Les deux paragraphes suivants vont présenter les outils de programmation utilisés dans nos développements. Un algorithme génétique sera mis en œuvre dans le cadre de l'insertion de trous

dans les busbarres, et le logiciel Pro@Design, édité et commercialisé par la société Design Processing Technologie sera utilisé pour la conception des circuits de grille des modules.

A cette occasion, plusieurs critères d'importances égales devront être pris en compte (répartition des courants et inductances entre autres), se traduisant du même coup par une approche d'optimisation multi objectifs. Une méthode consiste à transformer le problème multi objectifs en un problème mono objectif grâce à une combinaison linéaire des objectifs du problème initial. Selon la pondération de chaque objectif, des solutions "optimales" différentes peuvent être obtenues. Les méthodes de détermination des frontières de Pareto permettent de déterminer l'ensemble des meilleurs compromis possibles. Une des méthodes consiste à fixer les coefficients de pondération, puis à optimiser autour de ce point de fonctionnement aboutissant ainsi à une solution. Pour déterminer l'ensemble des solutions constituant la frontière, on réitère l'opération en modifiant les coefficients [MAGOT-04]. Au concepteur ensuite de choisir "sa solution" correspondant au mieux à ses besoins. Ce type de méthode présente l'avantage d'être un bon outil d'aide au dimensionnement mais nécessite un nombre d'opération important. Elle est donc peu adaptée à des méthodes du type stochastique ou plus généralement des méthodes nécessitant un nombre d'itération important. De plus, l'objectif de ce travail est de définir une solution optimale afin de présenter la faisabilité de l'approche proposée. C'est pourquoi, dans les exemples présentés, l'aspect multi critères sera pris en compte sous la forme d'une somme pondérée des différents objectifs à coefficients fixes.

II.3.b. Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques font partie des méthodes dites stochastiques. Elles sont basées sur les modifications et les évolutions de l'information génétique caractérisant les individus d'une population. La littérature fait état d'un certain nombre de travaux utilisant ce type de méthodes dans les domaines de l'électromagnétisme ou de la mécanique. Les auteurs ont montré tout l'intérêt de ces méthodes dans des problèmes fortement non linéaires dans lesquels on retire ou/et on ajoute de la matière dans un système borné [GONNE-04] [YU-03].

Le principe est simple : on favorise les individus d'une population qui sont les mieux adaptés. Une population est définie comme un ensemble d'individus eux mêmes constitués de plusieurs gènes. Les individus sont évalués selon la fonction coût, et les plus performants ont une probabilité plus importante de voir leur patrimoine génétique servir pour la procréation d'une nouvelle génération. Au fur à et à mesure de la progression, on sélectionne les meilleurs individus, et l'augmentation du nombre de "bons" individus fait progresser l'ensemble de la population.

Le fonctionnement de ces algorithmes s'articule autour de 4 éléments principaux qui sont :

- le choix d'un individu et d'une population,
- un mécanisme de perturbation : renouvellement d'une génération,
- un critère d'acceptation : les meilleurs individus participeront au renouveau de la génération,
- un critère d'arrêt qui peut être lié à un coût de calcul (comme le nombre maximal d'itérations, temps de calcul, valeur de la fonction objectif,...) ou dépendant de la qualité du minimum (aucune amélioration après un certain nombre d'itérations).

L'algorithme mis en œuvre se transcrit sous la forme de l'organigramme de la Figure 69. Les paragraphes suivants vont présenter les différentes étapes : codage, mode de génération et de sélection mis en œuvre dans le cadre de nos applications busbarres.

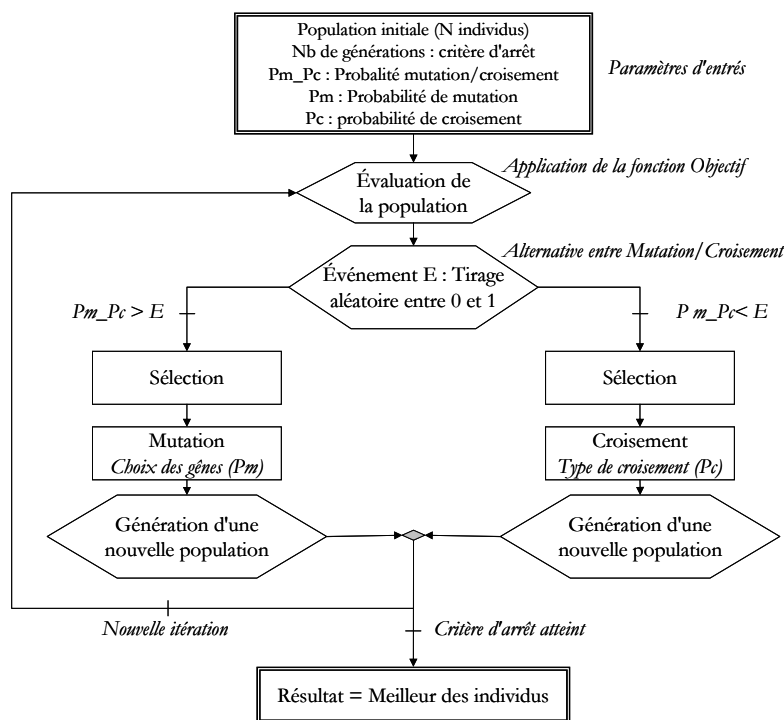


Figure 69 : Structuration de l'algorithme génétique

II.3.b.i. Codage des individus

Le codage de l'individu permet de définir l'état de la structure dans une configuration donnée. Selon la méthode détaillée dans le paragraphe II.2.a, la forme de la plaque est assujettie à

la connexion des impédances à chaque noeud. Les variables d'optimisation représenteront l'état de configuration des nœuds du maillage qui pourra prendre deux valeurs selon leur connexion ou non aux impédances. Le nombre de gènes sera égal au nombre de subdivisions et l'individu sera codé sous forme d'une chaîne linéaire binaire. La Figure 70 présente la technique de codage d'une structure maillée en 2D, typique d'un busbarre, sous forme d'une chaîne binaire 1D [IM-03].

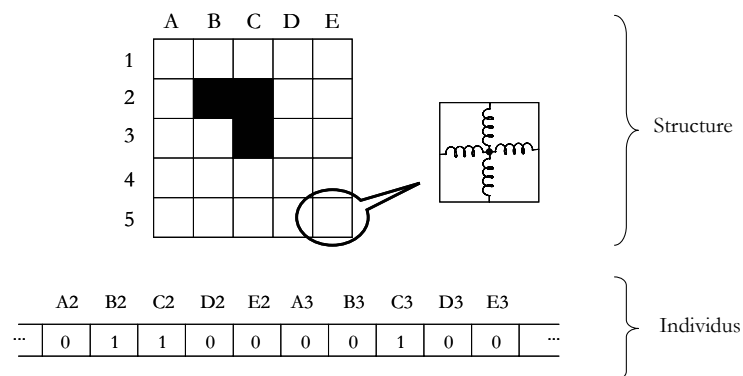


Figure 70 : Codage linéaire d'une structure 2D

II.3.b.ii. Les opérations

Les opérations décrites ci-dessous forme la base d'un algorithme génétique. Elles détaillent les tâches présentées à la Figure 69 [CAIRE-04] [PIETT-92].

Sélection :

Cette étape consiste à limiter la reproduction naturelle en choisissant les individus les plus performants. Nous opterons pour une méthode dite du "tournoi", dans laquelle, deux individus sont choisis aléatoirement et évalués. Seul le plus performant des deux apportera une contribution à la génération de la population suivante par croisement (ou par mutation) de leur patrimoine génétique. Cette étape se répète jusqu'à composer une nouvelle population de la même taille que la précédente.

Mutation :

Cette opération consiste à modifier un gène, choisi aléatoirement, et ce selon une certaine probabilité. Si un individu est sélectionné, alors la valeur de ses gènes sera modifiée selon une probabilité P_m . Dans ce cas, cette opération correspond au passage de 1 en 0 (ou l'inverse) de la valeur d'un gène.

Cette opération est la partie la plus aléatoire de la méthode et permet d'explorer un espace des solutions plus étendu en renouvelant une population. Elle évite ainsi l'uniformisation des individus, et préserve l'optimisation d'une convergence vers un optimum local.

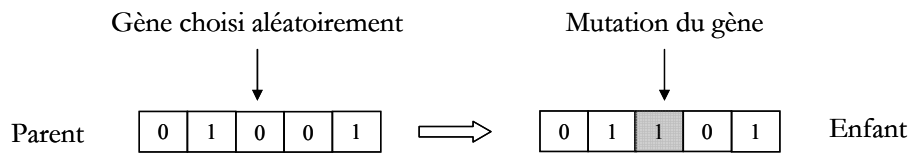


Figure 71 : Mutation d'un chromosome

Croisement :

L'opération de croisement consiste à mettre en commun une partie du génome de deux individus. Plusieurs méthodes de croisements existent :

- croisement à simple ou multi coupure : les chromosomes de deux parents sont scindés en plusieurs parties, puis échangés pour former un nouvel individu. Le point de coupure dépend d'une certaine probabilité $P_{\text{croisement}}$.
- croisement uniforme : pour chaque gène de l'enfant crée, il y un tirage aléatoire entre les gènes respectifs des deux parents.

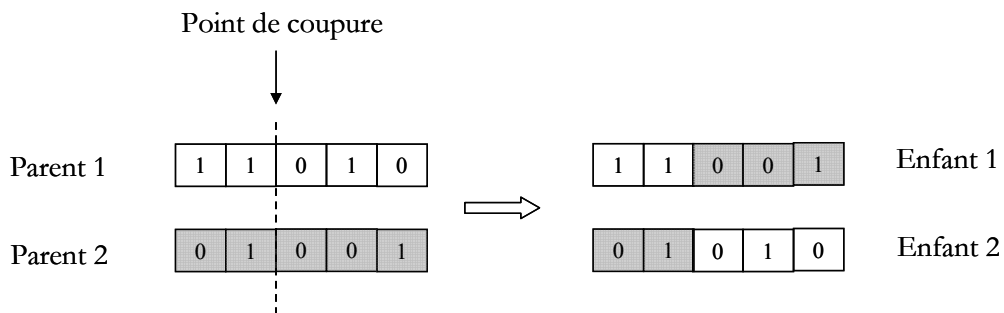


Figure 72 : Croisement simple coupure de deux individus

II.3.b.iii. Inconvénients des algorithmes génétiques

Même si ce type d'algorithme est un outil très puissant, il nécessite le réglage d'un certain nombre de paramètres qui ne peut être effectué que par essais successifs. On pourra noter l'influence conjointe du choix des probabilités des diverses opérations et de la taille de la population sur la vitesse de convergence vers un optimum global.

De plus, il n'existe malheureusement pas de critères d'arrêts pour les méthodes du type stochastique. On se base donc sur des indications arbitraires fixées par le concepteur qui fait

référence dans ce cas à son expérience. Généralement, ils sont définis selon un nombre d'itérations maximales ou basées sur la courbe de décroissance de la fonction objectif. Ne possédant pas d'*a priori* sur la forme de la fonction coût, nous opterons pour un nombre maximal de générations qui pourra le cas échéant être confronté à l'évolution de la fonction objectif.

II.3.c. Algorithmes déterministes

Les méthodes déterministes peuvent être classées en deux catégories. La première famille concerne les méthodes d'optimisation d'ordre 0. Elles ne nécessitent pas la connaissance du gradient de la fonction objectif ou de celui des contraintes. Elles sont en générales peu précises et convergent lentement vers un optimum local. La seconde famille, méthodes d'ordre 1, nécessite que les fonctions soient continûment dérivables.

Le logiciel Pro@design, employé pour l'optimisation des circuits de grille dans les modules, utilise une méthode SQP. Ce type d'algorithme est basé sur le calcul du gradient, idéal pour des problèmes contraints liés à la technologie en utilisant l'information de la sensibilité. Ce type de méthode fait partie des méthodes d'ordre 1 [HARWE].

Le calcul des impédances sera effectué par le solveur dédié de InCa, qui pour l'occasion sera couplé à l'optimiseur.

Dans ce mémoire, nous nous contenterons de mettre en évidence les résultats obtenus et la pertinence des règles de câblage développées dans le chapitre précédent. Nous n'attacherons que peu d'importance à la durée des optimisations qui est liée en grande partie à l'optimisation du code lui-même.

III. REGLES DE CABLAGE & FONCTION OBJECTIF

III.1. Equilibrage des courants dans les busbarres

D'un point de vue électrique, la clé du dimensionnement de ce genre de structure est de trouver un compromis entre une faible inductance de maille, synonyme de surtension minimale, et une égale répartition des courants non modifiés par les éléments parasites du câblage.

Pour garantir de disposer d'un système équilibré, les concepteurs proposent comme solution évidente une disposition symétrique des objets. Cette méthode réduit considérablement le choix de la topologie de routage et limite par la même occasion le nombre de solutions.

La méthode proposée consiste à extraire les deux paramètres essentiels à la définition de la fonction objectif, répartition des courants et inductances, à partir de la matrice impédance développée au chapitre II. De cette façon, on se déconnecte totalement d'*a priori* sur la géométrie du système pour proposer des solutions innovantes.

L'équation (36) rappelle la forme de la matrice impédance du système de n branches en parallèle. Cette matrice lie les courants dans chaque branche en fonction de la tension commune (Chapitre 3 :II.2.a).

$$\begin{bmatrix} E \\ E \\ \vdots \\ E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{b1b1} & Z_{b1b2} & \cdots & Z_{b1bn} \\ Z_{b2b1} & Z_{b2b2} & \cdots & Z_{b2bn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{bnb1} & Z_{bnb2} & \cdots & Z_{nbnn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (36)$$

Basée sur les termes de cette matrice, la répartition des courants pourra se déduire de la comparaison des sommes des impédances sur chaque ligne, tandis que la diminution des inductances se traduira par la minimisation de ces sommes. Un système parfaitement équilibré et non impédant fera état d'une somme sur chaque ligne identique et égale à 0.

La fonction coût exprimée à l'équation (37) permet de tenir compte des deux critères imposés par le cahier des charges en utilisant une fonction multi-objectif du type :

$$F = \alpha(F_1, F_2) \cdot F_1 + F_2 \quad (37)$$

avec:

α : fonction de pondération

F_1 : fonction image des courants

F_2 : fonction image des inductances

La fonction F_1 représente le niveau de symétrie des courants. Elle est obtenue par différentiation d'impédances afin d'exprimer numériquement cet écart. La fonction F_2 quant à elle peut se déduire directement de la valeur des sommes. La fonction objectif est donc composée de deux sous fonctions F_1 et F_2 mettant respectivement en jeu une différence d'impédance et une impédance. Afin de ne pas masquer l'information sur les courants (F_1) dans la somme des deux critères, nous associerons à F_1 la fonction de pondération α .

III.2. Vers une optimisation des modules de puissance

Outre l'aspect performance, le routage des modules de puissance doit tenir compte de plusieurs aspects (coût, encombrement, poids, ...). Prenons par exemple l'encombrement, qui va déterminer la forme et le volume du module. L'ensemble des constructeurs propose des gammes de composants standardisées avec le même nombre et la même position des connexions. La particularité de chaque constructeur se remarque à l'intérieur du module dans la position des puces et des pistes (bondings et DBC) [OHI-99]. A ce titre, deux actions peuvent être menées [LIANG-04] :

- positionnement des puces,
- liaisons associées (circuit de commande et de puissance).

Le comportement électrique n'est pas le seul critère de positionnement des puces. L'aspect thermique, non traité dans ce mémoire, rentre en ligne de compte dans cette étape. Le profil de température à l'intérieur du module est directement lié à la position des puces. Néanmoins, ne disposant pas de règles de conception dédiée à la thermique dans les modules (niveau de température maximale, couplage thermique), nous nous contenterons des critères électriques en s'assurant au préalable d'un placement des puces satisfaisant des contraintes technologique et thermique.

Nous avons montré dans le Chapitre 3 :IV.2 la faible implication du circuit de puissance (DBC) sur la répartition des courants compte tenu des effets intrinsèques aux semi-conducteurs. De plus, les inductances mises en jeu sont déjà très faibles, ce qui réduit du même coup le gain envisageable en terme de surtension. La partie puissance étant figée, nous allons nous intéresser au point le plus important dans l'équilibrage des courants : la connexion du circuit de commande aux puces.

Généralement, les concepteurs ont à cœur d'éviter les couplages du circuit de grille et de puissance afin d'anticiper les interactions puissance/commande. L'équation (38), liant les tensions de commande aux courants circulant dans le module, permet de mettre en évidence ces interactions. Les termes diagonaux de la sous matrice $[Z_{\text{commande}}]$ correspondent au interactions commande/commande, et les éléments de la sous matrice $[Z_{\text{puissance}}]$ représentent les couplages puissance/commande (impédance commune d'émetteur et diaphonies inductives). La règle de câblage générique développée au Chapitre 3 :II.2.b a introduit la matrice objectif garante d'un système parfait sans couplage. Sous ces conditions, seuls les termes diagonaux de la sous matrice $[Z_{\text{commande}}]$ sont non nuls.

$$\begin{bmatrix} Vge_1 \\ Vge_2 \\ \vdots \\ Vge_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \\ V_{comm} \end{bmatrix} - \underbrace{\begin{bmatrix} Z_{g1g1} & Z_{g1g2} & \cdots & Z_{g1gn} & Z_{g1p1} & \cdots & \cdots & Z_{g1pn} \\ Z_{g2g1} & Z_{g2g2} & \ddots & Z_{g2gn} & \vdots & & & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ Z_{gng1} & Z_{gng2} & \cdots & Z_{gngn} & Z_{gnpn} & \cdots & \cdots & Z_{gnpn} \end{bmatrix}}_{Z_{commande}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} Ig_1 \\ Ig_2 \\ \vdots \\ Ig_n \\ Ip_1 \\ Ip_2 \\ \vdots \\ Ip_n \end{bmatrix}}_{Z_{puissance}} \quad (38)$$

Cependant, la suppression totale des couplages, perturbant le signal de commande, ne semble pas envisageable concrètement. Par contre, une action portée sur les couplages visant à mieux les contenir et à mieux les maîtriser sans toutefois les annuler, semble beaucoup plus réaliste [AKHBA-98].

En conséquence, nous allons proposer une alternative intéressante pour l'équilibrage des courants. Ainsi, on peut développer une approche réaliste, en se basant sur des couplages existants, entre les circuits de commande et de puissance. Le principe est d'équilibrer les perturbations induites sur le circuit de commande. Bien évidemment, on préconisera aussi des couplages minimaux pour ne pas dégrader le fonctionnement général du module.

Afin de disposer de critères numériques permettant de caractériser l'état des perturbations, nous supposons quelques approximations développées ci-dessous :

- les deux types de courants à l'origine des perturbations (commande et puissance) présentent des dynamiques très différentes. Les courants de commande, ayant une dynamique bien plus faible que leurs homologues de puissance, auront une influence limitée. Nous porterons donc toute notre attention sur la partie de la matrice correspondant aux courants de puissance impliquant plus d'effets,
- en supposant des courants de puissance identiques alors de la même manière que pour l'équilibrage des courants dans plusieurs cellules en parallèle, les tensions de commande seront identiques si la somme des impédances sur chaque ligne est égale. Nous noterons S_i la somme des impédances sur chaque ligne de la sous-matrice $Z_{puissance}$.

En tenant compte de ces deux hypothèses, les perturbations induites sur le circuit de commande peuvent s'exprimer sous la forme :

$$\Delta V_{commande_i} \approx \left(\sum_{j=1}^n Z_{puissance_{i,j}} \right) \cdot I \quad \Delta V_{commande_i} \approx S_i \cdot I \quad (39)$$

avec $I=I_1=I_2=\dots=I_n$, équilibrage des courants

L'équilibrage des courants sera synonyme d'une valeur identique des sommes sur chaque ligne ($S_1=S_2=\dots=S_n$). Enfin la réduction des impédances S_i permettra de réduire les perturbations

IV. OBJETS TRAITES

Dans cette partie, nous allons appliquer nos méthodes de conception à un dispositif de type busbarre, ainsi qu'au routage d'un circuit de commande sur la maquette expérimentale et à l'intérieur d'un module. Nous développerons pour différents cas tests les améliorations apportées aux objets et dans le cas de l'optimisation du circuit de grille du démonstrateur, nous confronterons nos résultats avec des relevés expérimentaux. Une attention toute particulière sera portée sur la faisabilité technologique des solutions proposées.

IV.1. Optimisation de forme d'une plaque

Nous allons prendre comme structure de démonstration le busbarre IGBT analysé dans le Chapitre 3 :. Ce busbarre est composé de trois plaques, réparties sur deux couches. Les deux interrupteurs sont composés de deux modules mis en parallèle. L'étude traitée dans le Chapitre 3 :III.3.a n'a pas permis de conclure sur la forme optimale de la fente introduite par le constructeur. Dans cette partie, on se propose d'optimiser la forme de ce busbarre dans deux configurations. Dans un premier temps, nous ne considérerons qu'une partie du busbarre, à savoir les deux plaques supérieures, pour ensuite rajouter la troisième plaque et optimiser l'ensemble de la structure. Pour commencer nous allons poser les conditions d'optimisation, identiques aux deux études suivantes.

IV.1.a. Conditions d'optimisation

La forme générale de la fonction objectif est celle présentée à l'équation (37). Dans le cadre des applications réalisées dans les paragraphes IV.1.b et IV.1.c, les trois termes de cette fonction sont définies telle que :

- F1 :

La fonction F1 est la partie de la fonction objectif qui représente l'équilibrage des courants. Cette fonction est définie comme une différence d'impédances qui permet de traduire la neutralité du câblage. Rappelons que la condition d'équilibrage des courants, énoncée dans le Chapitre 3 :II.2.a, se traduit comme une somme égale des impédances sur chaque ligne de la matrice (36).

$$\sum_j Z_{1,j} = \sum_j Z_{2,j} = \dots = \sum_j Z_{n,j} \quad (40)$$

L'expression de la différence entre la somme des impédances se traduira sous la forme d'une norme infinie (41). **Les courants seront équilibrés lorsque $F1=0$.**

$$\min \left| \sum_{\max} - \sum_{\min} \right| \quad (41)$$

- F2 :

La fonction F2 traduit l'expression des impédances proprement dites. Elle va permettre d'évaluer l'amplitude des surtensions provoquées par le câblage devant être minimisée. Elle se définit par la somme des impédances sur chaque ligne. Nous définirons F2 comme étant la somme maximale des impédances des lignes de la matrice. Ceci nous garantit de minimiser l'ensemble des perturbations.

- Fonction de pondération :

La fonction multi objectif retenue fait intervenir la somme de deux sous fonctions (F1 et F2). Cette fonction n'est représentative des deux termes seulement si F1 et F2 sont du même ordre de grandeur. Nous sommes loin de cette condition puisque les fonctions F1 et F2 font intervenir respectivement une différence d'impédance et une impédance. Cette fonction de pondération a pour but de mettre en valeur la partie la moins importante (F1). Afin de trouver un optimum entre impédance et répartition des courants, la fonction de pondération va être définie en fonction de F1 et F2.

La Figure 73 présente la fonction de pondération retenue. Elle est de la forme tangente hyperbolique qui est une formulation plus appropriée à la convergence des optimisations par rapport à une fonction non linéaire du type échelon.

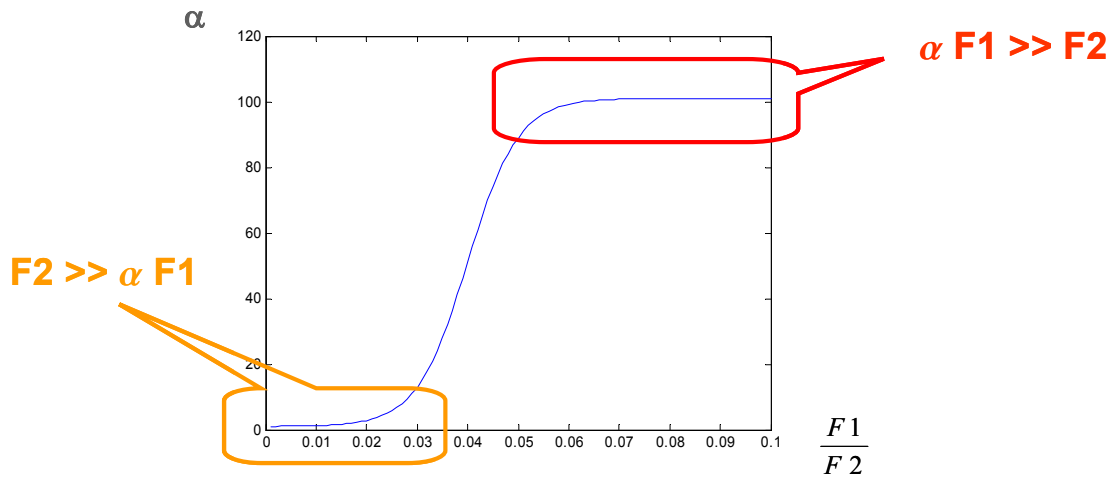


Figure 73 : Allure de la fonction de pondération

Dans cette fonction, α dépend du rapport $F1/F2$ traduisant ainsi une disparité des courants plus ou moins importante selon la valeur des impédances. Ceci permet de favoriser la répartition des courants si les impédances sont faibles (pas de problème de surtension) et respectivement de porter l'effort sur les impédances, au dépend des courants, si le système est fortement inductif.

Indirectement, la variation de cette fonction au cours de l'optimisation va régir l'évolution du système. Si au départ le système est fortement déséquilibré, se traduisant par $\alpha F1 \gg F2$, l'optimiseur va agir en priorité pour le rééquilibrage des courants. Puis, dans un second temps, une fois les courants équilibrés ($\alpha F1 \ll F2$), il y aura une amélioration vis-à-vis des impédances. Les paramètres de cette fonction permettent aussi de modifier le compromis entre inductance et équilibrage.

IV.1.b. Deux plaques côte à côte

Tout d'abord, nous allons commencer par l'étude d'un cas d'école, composé de deux plaques côte à côte. La forme géométrique et la position des entrées/sorties, représentées à la Figure 74a, dérivent des deux plaques supérieures ("Plus" et "moins") du busbarre IGBT. Une

source de tension (E) et deux branches en parallèle (branches 1 et 2) sont connectées sur ces deux plaques.

La position géométrique des connexions des deux branches en parallèle met en évidence un flagrant déséquilibre des impédances vis-à-vis de la source E avec des répercussions inévitables sur la répartition des courants.

Dans cette partie, le but est de contrôler la répartition des courants dans les deux branches induits par le câblage. Pour cela, nous allons nous placer dans les conditions d'études suivantes :

- les deux plaques sont soumises à un seul potentiel E,
- les branches 1 et 2 sont considérées comme des courts-circuits afin d'étudier le rôle des éléments parasites du câblage dans la répartition des courants,
- les dimensions extrêmes des deux plaques seront définies par la largeur et la longueur du système initial,
- l'analyse sera effectuée à 1MHz, fréquence équivalente au front de montée des courants commutés par les interrupteurs,
- le maillage sera peu dense pour permettre à la fois de minimiser les temps de convergence des optimisations, sans pour autant dégrader la précision des grandeurs mesurées.

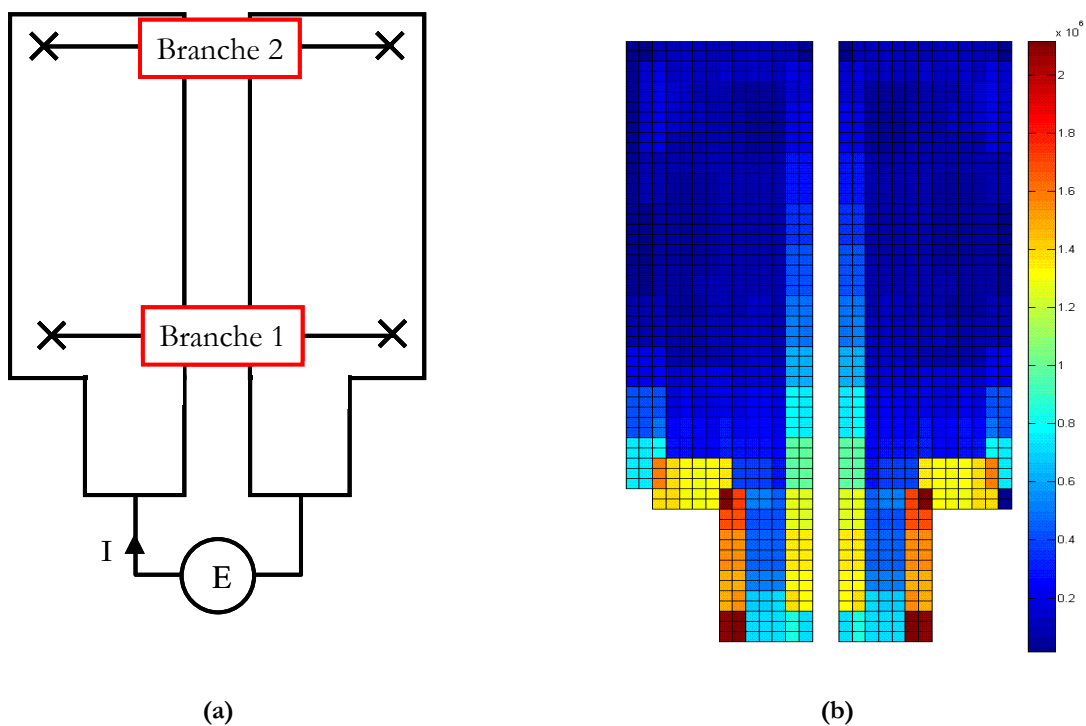


Figure 74 : Système de deux plaques côte à côte

La Figure 74b présente la cartographie des densités de courant à l'intérieur des plaques. Cette densité de courant est liée à trois facteurs : la fréquence (1MHz), la surface du conducteur et les éléments parasites du câblage. Le premier agit sur les effets de peau et de proximité qui poussent les lignes de courant sur la périphérie des conducteurs. Les deux derniers éléments proviennent de la forme géométrique des plaques, qui dans les conditions initiales de la Figure 74, concentre les densités de courant dans la partie du conducteur proche de la source E et de la branche 1.

Les densités de courant ne sont pas toujours représentatives des courants puisqu'elles dépendent aussi des sections des conducteurs. Le Tableau 8 confirme une circulation du courant plus importante dans la branche 1. A cette fréquence, la mauvaise répartition s'explique par des inductances de boucle qui varient du simple au double.

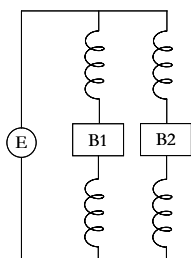
	Courants (% de I)	Inductances	
Branche 1	84%	73nH	
Branche 2	16%	144nH	

Tableau 8 : Courants et inductances dans le système initial (InCa)

Les contraintes géométriques imposées par le cahier des charges interdisent le déplacement des plaques, ainsi que l'augmentation de la surface de plaques. De fait l'optimiseur n'a que pour seul degré de liberté la modification interne des plaques. Dans les conditions d'optimisation présentées au paragraphe IV.1.a, la nouvelle structure optimisée est présentée à la Figure 75.

Une tendance nette se dégage dans cette solution qui se caractérise par une fente introduite sur la plaque de gauche. L'évincement de matière dans cette zone permet de rallonger légèrement le trajet du courant en défaveur de la branche 1.

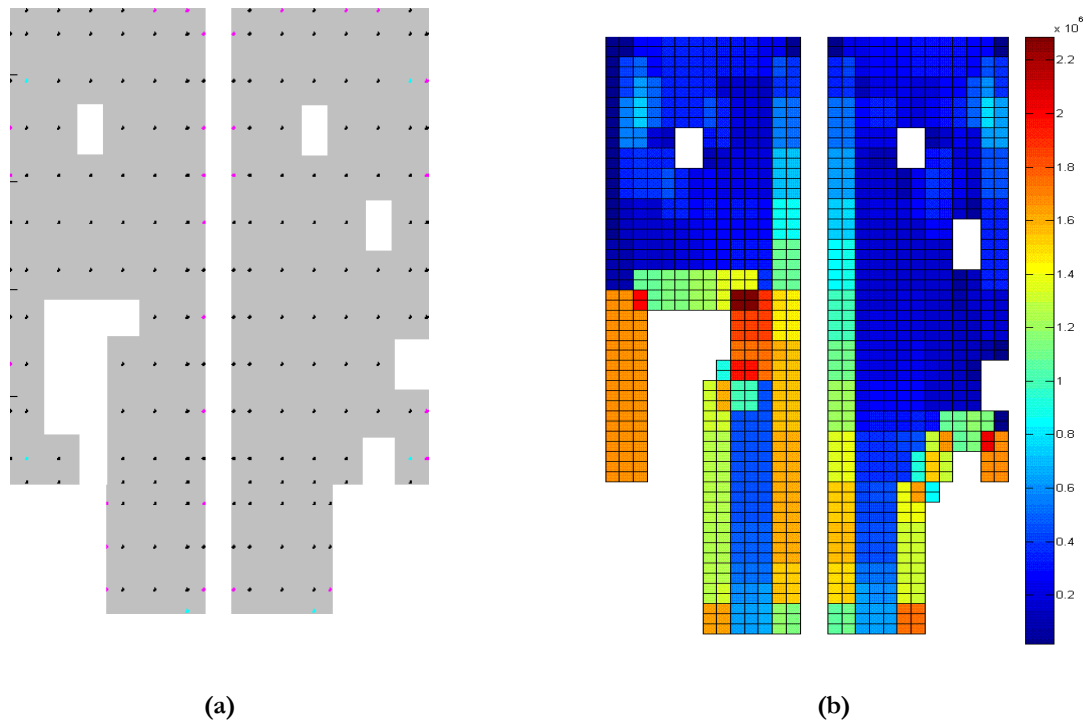


Figure 75 : Forme du système optimisé

Le Tableau 9 indique la nouvelle donne en terme de répartition des courants et d'inductances de boucles. On observe un bon équilibre des courants sans pour autant augmenter exagérément les inductances (8% d'augmentation par rapport à l'inductance maximale observée dans la structure non optimisée).

	Courants (% de I)	Inductances	
Branche 1	50.67%	155nH	
Branche 2	49.33%	157nH	

Tableau 9 : Courants et inductances dans le système optimisé

En plus de la fente introduite sur la plaque de droite, la géométrie optimisée fait apparaître un certain nombre de points singuliers sous la forme de trous isolés à l'intérieur des plaques. Ce type de structure résulte de la méthode d'optimisation non déterministe utilisée.

Les découpes de ces plaques vont nécessiter l'ajout de nombreuses procédures de fabrication en inadéquation avec les contraintes industrielles visant à diminuer le prix du dispositif.

La modification manuelle de la géométrie remet le développeur au centre du processus de conception. Ce traitement post-optimisation doit finaliser la topologie du circuit en tenant compte de contraintes supplémentaires connues des concepteurs. La Figure 76 montre le type de modifications manuelles qui seront effectuées à partir de la solution optimisée. Les zones Z_a correspondent à une modification de la largeur de la fente. Les zones Z_b quant à elles correspondent aux points singuliers difficiles à réaliser industriellement. Les modifications de ces zones ont pour but d'évaluer l'importance de ces points isolés sur la performance du dispositif.

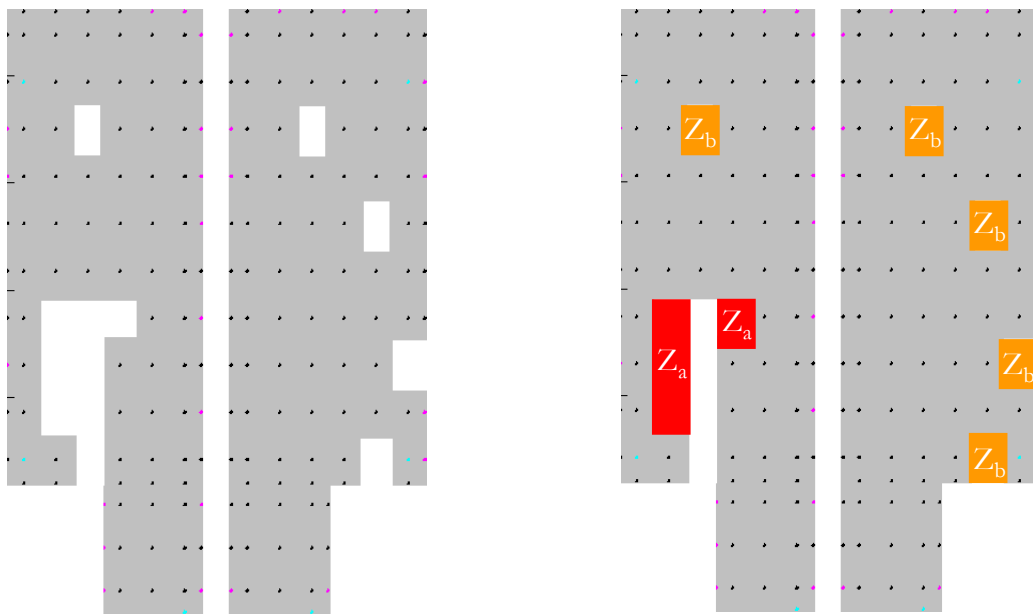


Figure 76 : Modification manuelle de la géométrie optimisée

Suite aux modifications apportées à la géométrie optimisée (Figure 76), le Tableau 10 présente la nouvelle répartition des courants dans les branches 1 et 2. Dans le cas de la modification de la largeur de la fente (Z_a), on se retrouve dans une situation analogue au système initial avec une inégale répartition des courants en faveur de la branche 1. Par contre, l'impact des trous isolés dans les plaques, notées Z_b , est moins significatif dans la répartition des courants avec une dégradation de seulement 2% du courant.

Cette étude de sensibilité a montré que ces trous n'amélioreraient pas significativement la qualité du produit. Ils se révèlent d'autant plus inopportuns à la vue du surcoût engendré pour leur fabrication.

	Géométrie optimisée initiale	Za (modification de la fente, sans Zb)	Zb (trous isolés sans Za)
Courant branche 1 (% de I)	51%	60%	53%
Courant branche 2 (% de I)	49%	40%	47%

Tableau 10: Comparaison des géométries modifiées

D'une manière générale, la modification de la géométrie sur la périphérie des conducteurs a des effets toujours plus significatifs qu'un changement au milieu d'une plaque. Cette remarque se justifie à des fréquences élevées (1MHz), où les lignes de courants sont poussées à l'extérieur des conducteurs délaissant ainsi le centre des plaques. La matière au centre des plaques étant peu utilisée, retirer du matériau dans ces zones apporte peu de changement au comportement électrique du système [BESAC-01].

IV.1.c. Système complet représentatif du busbarre "module"

Fort des résultats obtenus lors de l'optimisation sur les deux plaques supérieures, qui a montré un rééquilibrage des courants, ce paragraphe va porter sur la structure complète. De la même manière que précédemment, le busbarre IGBT (Figure 77b) est modélisé de façon très générale à partir de plaques pleines définissant les contours de l'objet (Figure 77a).

Le schéma électrique de la connectique associé à cet objet est rappelé à la Figure 77c. Ce busbarre regroupe quatre modules IGBT dont les emplacements sont indiqués par des flèches (sens de circulation du courant). Chaque interrupteur est composé de deux modules en parallèle disposés à des distances différentes du bus continu. Nous avons remarqué, dans l'application précédente, que cette disposition non symétrique introduisait un fort déséquilibre en courant dans chaque branche. Néanmoins, la topologie du circuit n'est plus la même. D'une part, une troisième plaque disposée en dessous des deux premières modifie les couplages (effet "plan de masse"), et d'autre part, l'objectif de cette application est d'équilibrer les courants dans quatre modules en parallèle ($I_1=I_2$ et $I_3=I_4$) en limitant toujours les inductances.

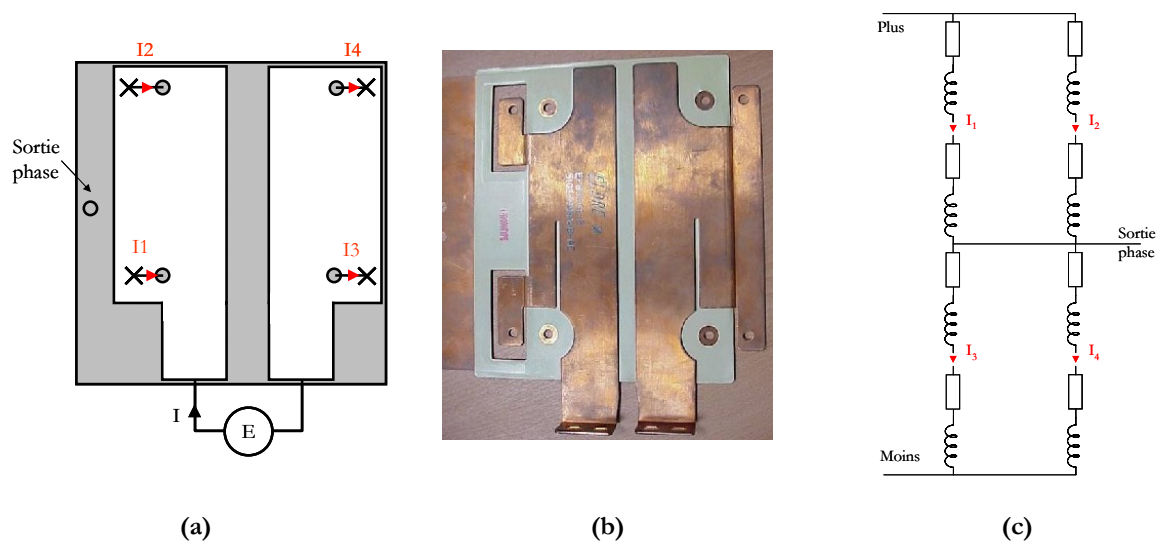


Figure 77 : Description électrique et géométrique du busbarre IGBT complet

Dans les conditions initiales (Figure 77a), le Tableau 11 présente la répartition des courants dans la structure. Dès le début et malgré la disposition des modules, les courants sont déjà équilibrés grâce à la troisième plaque et aux couplages induits.

Dans ces conditions, une optimisation ne se justifie pas puisque malgré les petites améliorations apportées sur les courants, qui vont se matérialiser sous la forme de trous isolés dans la structure, la réalisation de la nouvelle structure sera difficile à réaliser et risque d'entraîner une augmentation des inductances. Le gain n'est donc pas manifeste.

	I1	I2	I3	I4
structure initiale	52%	48%	53%	47%
structure optimisée	49.8%	50.2%	50%	50%

Tableau 11 : Comparaison entre la structure initiale et optimisée

Cette optimisation confirme l'étude de sensibilité sur la fente menée dans le Chapitre 3 :III.3.a signalant un rôle discutable des fentes. Aucune tendance n'a pu être décelée permettant une amélioration significative soit de l'inductance, soit de la répartition des courants.

Dans ces conditions, une procédure d'optimisation, telle que celle proposée, ne se justifie pas, mais cette étude met en évidence la complémentarité de la démarche d'analyse et de conception.

On voit clairement apparaître dans cette application une première limite concernant la conception de busbarre. Les courants dans cette structure étant déjà bien répartis, une voie d'amélioration serait de réduire encore plus les inductances parasites. Cette étape ne peut se faire que si un déplacement des plaques est possible permettant ainsi d'augmenter les couplages entre les plaques.

IV.2. Optimisation des circuits de grille

Les études menées dans le Chapitre 3 :sur le comportement électrique des modules de puissance ont soulevé un problème de répartition des courants entre plusieurs puces en parallèle. Une analyse plus poussée des différents acteurs a permis d'identifier le circuit de commande des transistors comme étant à l'origine de ces déséquilibres. Lors de cette phase d'analyse, une étude de sensibilité a montré le rôle crucial de cette partie dans le comportement dynamique des courants pendant les commutations, sans toutefois apporter de solutions pour un équilibrage parfait des courants.

Les outils permettant désormais de juger la qualité du câblage ouvrent la possibilité d'une optimisation automatique du layout du circuit de commande à l'intérieur d'un module.

Les paragraphes suivants vont montrer les améliorations apportées à deux structures. L'optimisation du démonstrateur réalisé au LEG, reproduisant le fonctionnement d'un module à partir de composants discrets, permettra de confronter nos résultats d'optimisation à des validations expérimentales. Ensuite, l'optimisation d'un module du commerce servira de démonstration sur les différentes applications ainsi que d'illustration de la portée de ce procédé dans une démarche d'intégration des composants en l'électronique de puissance.

IV.2.a. Conditions d'optimisation

Elle consiste à une modification géométrique 3D des conducteurs du circuit de grille afin de remplir les conditions d'équilibrage des courants.

Les conditions d'équilibrage évoquées dans le paragraphe III.2 se basent sur les termes de la matrice impédance liant les tensions de commande aux courants de puissance. L'équation (39) exprime les perturbations induites sur les tensions de commande aux bornes des puces. Pour chaque puce, cette équation fait intervenir une impédance globale, correspondant à la somme des termes représentatifs des couplages puissance-commande, notée S_i dans (39).

Les conditions d'équilibrage se déduisent de ces impédances. Pour que les courants commutés par plusieurs puces soient égaux, chaque impédance représentative des perturbations devra être identique.

L'équation (42) présente une forme particulière de la fonction objectif dans la cas de 3 puces en parallèles. Elle sera utilisée dans les applications développées au paragraphe IV.2.

$$F = (S_1 - S_2)^2 + (S_1 - S_3)^2 + (S_2 - S_3)^2 \quad (42)$$

Les contraintes imposées sont essentiellement du type géométrique, garantissant une faisabilité technologique. D'une manière générale, le circuit de commande sera composé de circuits indépendants à chaque puce permettant un ajustement individualisé des couplages pour chacune d'elles. De plus, la position des points d'Entrées/Sorties, qui d'un coté sont connectés à la métallisation de grille des semi-conducteurs et de l'autre reliés à la commande rapprochée, seront maintenus fixes.

IV.2.b. Application au circuit de commande du démonstrateur

Le démonstrateur développé dans le cadre de l'étude de la répartition des courants de commutation dans plusieurs MOS en parallèle a révélé un comportement dynamique similaire au fonctionnement du module. Dans sa version initiale (non optimisée), les circuits de grille sont composés de pistes de cuivre reportées directement sur une plaque PCB à proximité des pistes de puissance (cf Chapitre 3 :IV.5.b).

IV.2.b.i. Conception du nouveau circuit

La Figure 78 indique la topologie de la structure choisie comme point de départ à l'optimisation. La complexité du circuit de commande est définie au départ en fonction du nombre de puces et de segments (segment : fraction rectiligne d'un circuit). A cette occasion, le système mis en œuvre sera composé de 4 circuits réparties de la manière suivante : un circuit de grille pour les trois puces (chacun composé de huit segments) et un retour d'émetteur commun (constitué de quatre éléments). Chacun de ces segments peut se déplacer dans les trois dimensions. Leur déplacement dans le plan est indiqué à la Figure 78.

Le déplacement de ces circuits reste néanmoins borné d'une part, par le périmètre extérieur du dispositif et d'autre part, par la présence des conducteurs de puissance. De plus une contrainte supplémentaire sera affectée à la hauteur des circuits de grille pour les maintenir au même niveau.

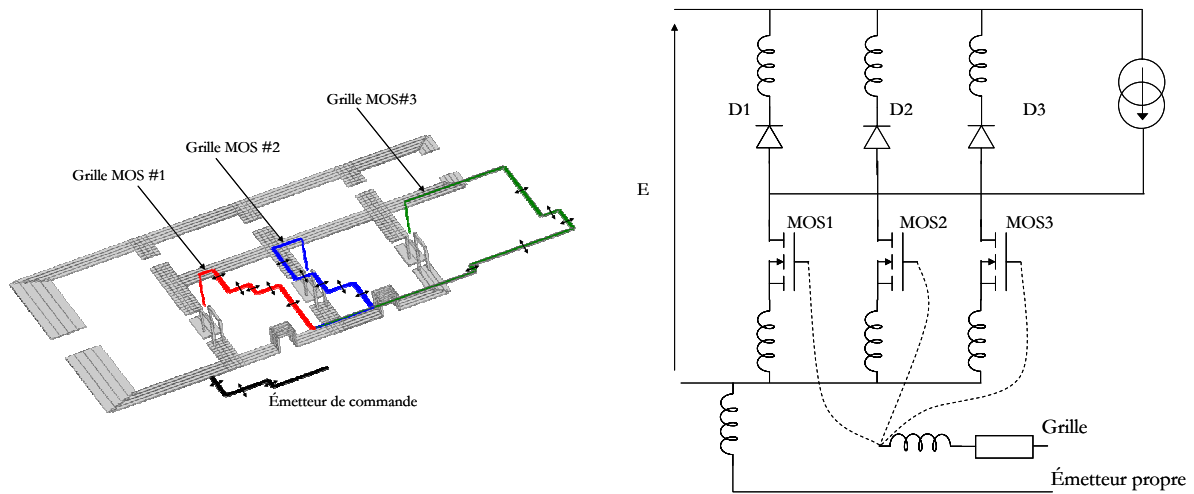


Figure 78 : Circuit de grille du système initial

Après optimisation, la nouvelle topologie obtenue est représentée à la Figure 79.

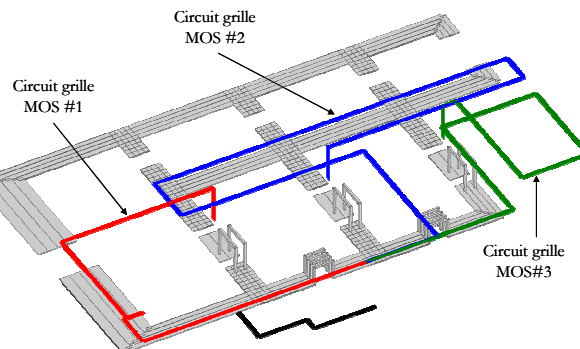


Figure 79 : Nouvelle structure optimisée

Cette nouvelle topologie est caractéristique de la compensation des effets inductifs du câblage sur le circuit de commande jugé comme une partie importante à l'origine de la mauvaise répartition des courants.

Tout d'abord, la position de la reprise d'émetteur par rapport aux puces fixe les effets parasites par impédances communes. La distance aidant, chaque puce sera soumise à une impédance commune d'émetteur différente, ce qui représente un point critique dans le bon équilibre des courants.

Ensuite, la position des pistes du circuit de commande va permettre de compenser ce déséquilibre (Figure 80). Ainsi, la puce #1 (la plus sollicitée et celle présentant la plus faible

impédance commune d'émetteur) voit son circuit de commande positionné de manière à disposer d'un couplage positif avec les pistes de puissance (Figure 80 : $M > 0$). Cet agencement lui permet d'augmenter l'impédance du circuit de grille. Inversement, pour diminuer l'impédance vue par le MOS 3 (inductance commune d'émetteur maximale), le circuit de commande est situé de manière à posséder un couplage négatif avec le circuit de puissance. Ainsi, on peut rééquilibrer les signaux de commande malgré une disposition asymétrique des puces.

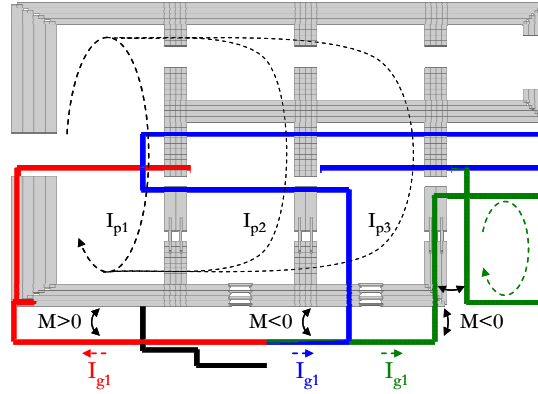


Figure 80 : Présentation des couplages puissances/commande dans la structure optimisée

Les tendances décrites ci-dessus sont mis en évidence dans les équations (43) et (44) exprimant respectivement les perturbations induites sur le circuit de grille dans la structure initiale et optimisée. Tout d'abord, on constate que l'ensemble des termes liant les tensions V_{gs_i} aux courants de puissance ont été diminués. Cette tendance est synonyme de couplages plus faibles entre les circuits de puissance et de commande. Ensuite, les améliorations les plus significatives se situent au niveau des éléments correspondants aux courants propre des MOS. Ces éléments caractérisent à la fois les impédances communes d'émetteur et une partie des couplages puissance/commande. Dans la structure optimisée, les interactions entre les circuits de puissance et de commande permettent de compenser les impédances communes d'émetteurs.

Matrices impédances initiales :

$$\begin{bmatrix} V_{gs3} \\ V_{gs2} \\ V_{gs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -25.4 \cdot 10^{-3} - 267.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -12.6 \cdot 10^{-3} - 129.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -7.6 \cdot 10^{-3} - 72.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -12.6 \cdot 10^{-3} - 129.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -21.6 \cdot 10^{-3} - 238.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -7.6 \cdot 10^{-3} - 70.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \dots \\ -7.6 \cdot 10^{-3} - 72.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -7.6 \cdot 10^{-3} - 70.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -17.7 \cdot 10^{-3} - 186.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{g3} \\ I_{g2} \\ I_{g1} \\ I_{m3} \\ I_{m2} \\ I_{m1} \\ I_{d3} \\ I_{d2} \\ I_{d1} \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$\begin{bmatrix} -3.5 \cdot 10^{-3} - 76.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -1.2 \cdot 10^{-3} - 28.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.2 \cdot 10^{-3} - 5.9 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -1.2 \cdot 10^{-3} - 10.9 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -2.4 \cdot 10^{-3} - 59.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.2 \cdot 10^{-3} - 8.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -0.1 \cdot 10^{-3} + 8.9 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.1 \cdot 10^{-3} + 12.1 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -1.3 \cdot 10^{-3} - 35.4 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0.1 \cdot 10^{-3} + 1.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 1.6 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 1.9 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ 0.1 \cdot 10^{-3} + 2.3 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 3.5 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 3.8 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ 0.1 \cdot 10^{-3} + 1.3 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 1.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.1 \cdot 10^{-3} + 2.7 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix}$$

Matrices impédances optimisées :

$$\begin{bmatrix} V_{gs3} \\ V_{gs2} \\ V_{gs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -40.7 \cdot 10^{-3} - 2.6 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -8.1 \cdot 10^{-3} - 0.79 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -7.1 \cdot 10^{-3} - 0.35 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -8.1 \cdot 10^{-3} - 0.79 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -54.3 \cdot 10^{-3} - 3.28 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -7.1 \cdot 10^{-3} - 0.35 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -7.1 \cdot 10^{-3} - 0.35 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -7.1 \cdot 10^{-3} - 0.35 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -34 \cdot 10^{-3} - 2.2 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{g3} \\ I_{g2} \\ I_{g1} \\ I_{m3} \\ I_{m2} \\ I_{m1} \\ I_{d3} \\ I_{d2} \\ I_{d1} \end{bmatrix} \quad (44)$$

$$\begin{bmatrix} -3.8 \cdot 10^{-3} - 0.49 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -1.1 \cdot 10^{-3} - 0.16 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.07 \cdot 10^{-3} - 0.01 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -1.1 \cdot 10^{-3} - 0.19 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -2.2 \cdot 10^{-3} - 0.37 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.01 \cdot 10^{-3} + 0.05 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ 0.01 \cdot 10^{-3} - 0.09 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & 0.03 \cdot 10^{-3} - 0.11 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -1.1 \cdot 10^{-3} - 0.32 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.03 \cdot 10^{-3} - 0.01 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.03 \cdot 10^{-3} - 0.01 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.03 \cdot 10^{-3} - 0.01 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -0.16 \cdot 10^{-3} - 0.05 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.15 \cdot 10^{-3} - 0.06 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.15 \cdot 10^{-3} - 0.08 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \\ -0.23 \cdot 10^{-3} - 0.05 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.24 \cdot 10^{-3} - 0.06 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega & -0.26 \cdot 10^{-3} - 0.07 \cdot 10^{-9} \cdot j\omega \end{bmatrix}$$

La Figure 81 présente la répartition des courants simulés dans les structures initiale et optimisée. Les conditions de simulation sont les suivantes : dans la configuration de départ, les courants de commutation se retrouvent mal répartis à travers les trois MOS. La position de la reprise d'émetteur par rapport aux MOS est l'une des raisons principales des déséquilibres observés sur la Figure 81a, occasionnant des impédances communes d'émetteur différentes selon la position des MOS. Ces impédances parasites localisées sur une partie du circuit de puissance détériorent le signal de commande reçu par les puces.

Pendant les commutations, les écarts entre les courants de chaque puce peuvent atteindre 8A. Le MOS1 commute jusqu'à 3.2 fois son courant en régime établi, tandis qu'au contraire le courant dans le MOS3 ne dépasse pas 3A.

Dans les mêmes conditions de simulation, les courants commutés dans la structure optimisée (Figure 81b) apparaissent mieux répartis. Chaque puce supporte une partie du courant de recouvrement des diodes, et l'écart observé entre les courants maximaux est cette fois-ci inférieur à 3A, ce qui représente une amélioration de 60%.

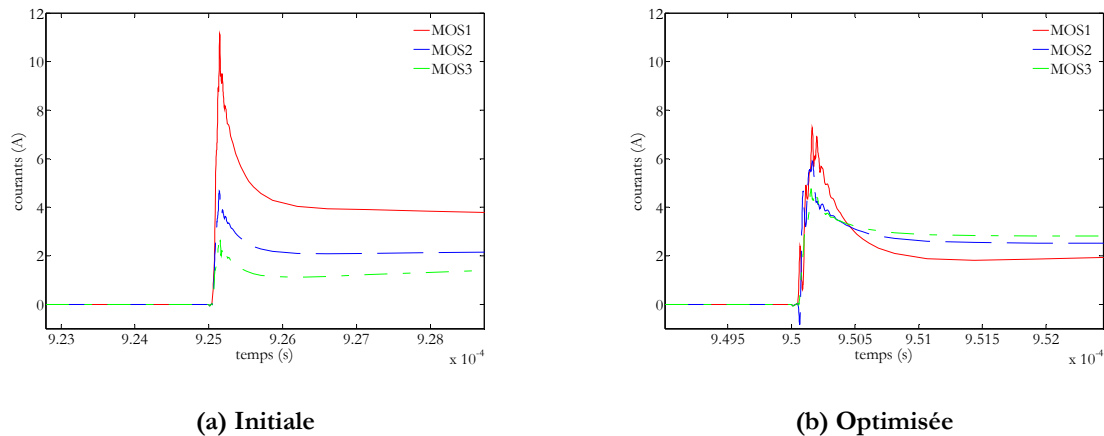


Figure 81 : Comparaison entre les structures initiale et optimisée (courants simulés)

IV.2.b.ii. Relevés expérimentaux

Cette partie va nous permettre de confronter nos résultats de simulations à l'expérience. La comparaison directe de signaux temporels mesurée/simulée est souvent très délicate à effectuer à cause du grand nombre de paramètres et d'acteurs impliqués. D'ores et déjà, nous savons que cette comparaison ne sera pas possible. Les paramètres des modèles de MOS utilisés en simulation n'ont pas été identifiés. Pour pouvoir juger de l'amélioration apportée au système, nous nous focaliserons sur les comparaisons avant et après optimisation de manière séparée, en mesure et en simulation (Figure 81 pour les simulations).

La Figure 83 présente la distribution des courants pour le circuit de grille initiale (a) et pour un routage optimisé (b). Ce circuit est réalisé sur une plaque en PCB et placé en dessous du circuit de puissance (Figure 82).

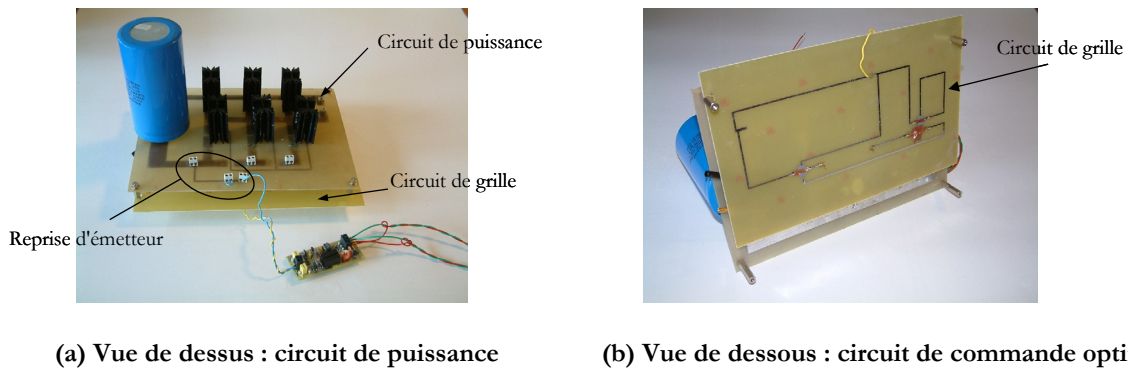


Figure 82 : Photographies du démonstrateur optimisé

Les mesures de courant commuté par chaque MOS sont réalisées en utilisant des sondes de courant via des transformateurs de courant de rapport 10 (méthode développée dans le Chapitre 3 :). Elles mettent en évidence expérimentalement les améliorations apportées par un routage adapté du circuit de commande.

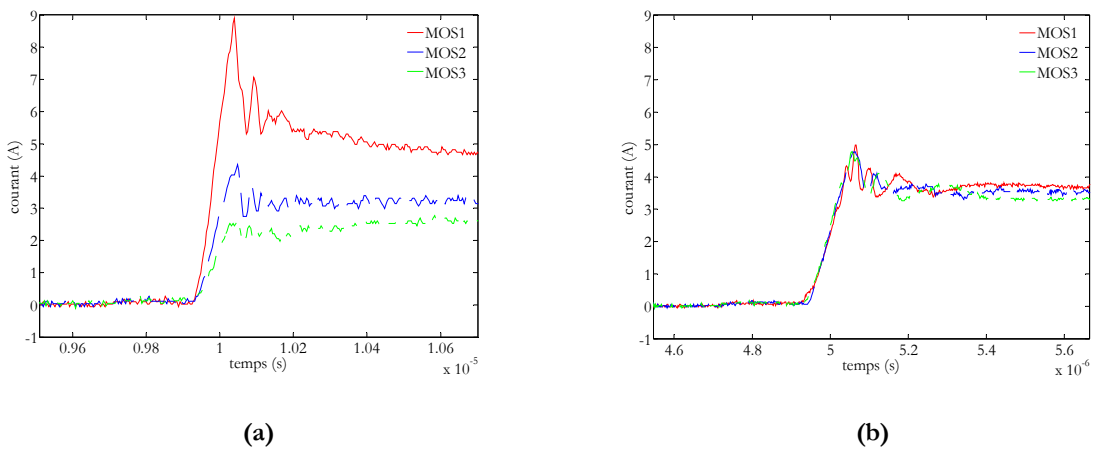


Figure 83 : Mesures comparatives entre les structures initiale et optimisée

L'étude de ce circuit montre qu'il est possible de disposer d'un système équilibré en courant à condition de concevoir une circuiterie adaptée et en tenant compte des fortes interactions existantes. Les essais expérimentaux ont montré une bonne cohérence avec les résultats obtenus en simulation, confirmant un rééquilibrage des courants commutés par les MOS en présence d'un circuit de commande optimisé.

IV.2.c. Application au circuit de commande du module "sixpack Eupec"

Ce paragraphe est dédié à l'optimisation d'une application industrielle. Les modules "Sixpack Eupec" présentés dans le Chapitre 3 :présentent les mêmes caractéristiques géométriques que le démonstrateur, à la différence près du niveau d'intégration des composants et des circuits. En revanche, la réduction des distances et l'augmentation des vitesses de commutation sont autant de facteurs en plus susceptibles de perturber le fonctionnement du module. Le Chapitre 3 :avait présenté des courants dans les puces à l'intérieur des modules mal équilibrés. Ce paragraphe va présenter les avancées significatives au design des circuits de grille en vue d'une égale répartition des courants dans chaque puce.

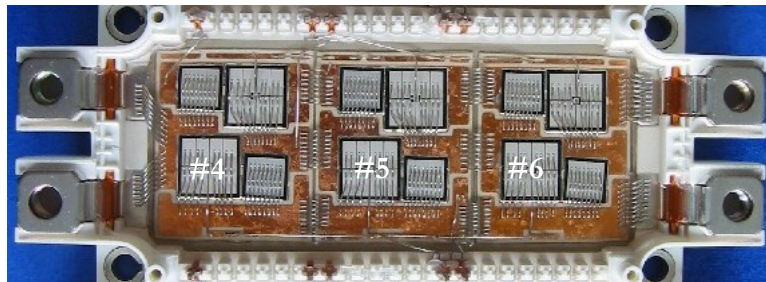


Figure 84 : Topologie des conducteurs et disposition des puces à l'intérieur du module

IV.2.c.i. Conception du nouveau circuit de commande

Nous allons reprendre pour ce module les mêmes contraintes que celles imposées sur le démonstrateur, à savoir :

- Circuits de grille indépendant pour chaque puce (composé de 4 segments),
- Position des départs et des arrivées des circuits de grille fixes (imposés respectivement par la position des connexions de la commande rapprochée et des puces)
- Zones réservées pour les puces du second interrupteur et aux circuits de puissance (bondings),
- Déplacement du circuit de grille dans les 3 dimensions.

De plus, des simplifications géométriques se sont imposées de façon à réduire les temps de calcul. Dans un premier temps, seul un interrupteur (trois puces) a été pris en compte (suppression des bondings de connexion des puces non concernées). Ensuite, les deux connexions de puissance, situées de part et d'autre du module ont été supprimées. D'une part, bien que la partie du câblage reliant le module au bus continu appartienne à la maille de commutation et soit donc soumis à de fortes variations de courants, les effets induits sont communs aux trois puces et ne sont donc pas une source de déséquilibre. D'autre part, les lyres de puissance de sortie sont le siège d'un courant continu (ou variant peu par rapport aux courants de commutation) annulant ainsi les effets inductifs de la connectique.

La Figure 85a présente la structure simplifiée. Les flèches indiquent le mode de déplacement dans le plan des segments et les zones hachurées correspondent aux zones interdites. Malgré les nombreuses simplifications géométriques apportées à la modélisation des modules, la courbe de la Figure 85b met toujours en évidence une mauvaise répartition des courants dans les trois IGBT d'un même interrupteur.

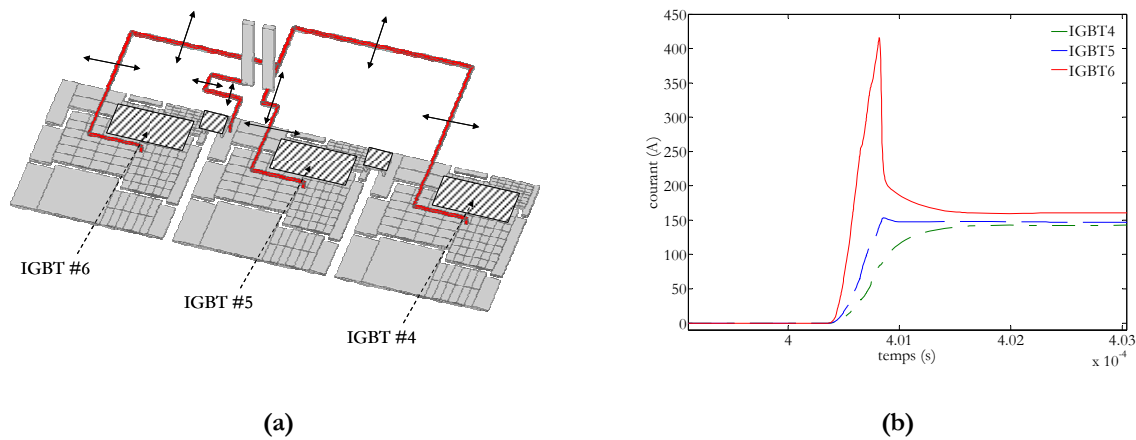


Figure 85 : Degrés de liberté et contraintes d'optimisation (a), répartition des courants (b)

La position des de la reprise d'émetteur par rapport aux puces peut expliquer en partie ce mauvais équilibrage des courants. Si on se réfère au parcours simplifié des courants commutés par chaque interrupteur de la Figure 86, les surtensions appliquées à chaque puce diffèrent selon la valeur des inductances et des courants propagés. Ce schéma met en évidence les impédances communes d'émetteur ne représente que les inductances du circuit de puissance et ne tient pas compte des mutuelles entre les circuits.

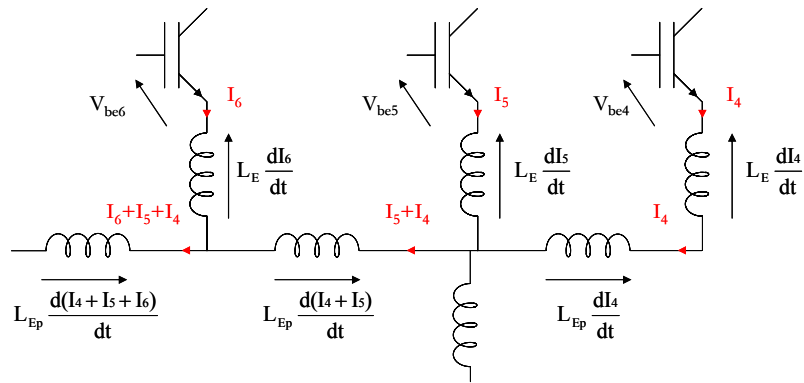


Figure 86 : Représentation schématique des boucles de commutation

Si on considère les inductances entre puces égales (disposition linéaire des puces) et un courant commuté semblable entre les IGBT, on peut alors avoir un aperçu de l'effet des impédances communes d'émetteur.

En considérant donc $I_4=I_5=I_6$, les perturbations induites par les pistes peuvent s'exprimer sous la forme :

$$\Delta V_{be6} = (-L_E + 2 \cdot L_{Ep}) \cdot \frac{dI}{dt} \quad \Delta V_{be5} = (-L_E) \cdot \frac{dI}{dt} \quad \Delta V_{be4} = (-L_E - L_{Ep}) \cdot \frac{dI}{dt} \quad (45)$$

Nous pouvons déduire de cette représentation la remarque suivante : plus la puce s'éloigne du bus continu, et plus les perturbations dues aux impédances communes d'émetteurs minimisent le signal de commande, créant inévitablement un déséquilibre.

Pour contrecarrer ce phénomène et réduire l'effet néfaste de la connectique à l'intérieur du module, le routage du circuit de commande va devoir compenser les déséquilibres introduits par les pistes de puissance.

IV.2.c.ii. Présentation du module optimisé

Partant de la géométrie de la Figure 87a, la Figure 87b présente la solution optimisée obtenue en tenant compte des contraintes exprimées précédemment. Le nouveau circuit de grille est similaire à celui présenté à la Figure 80 (démonstrateur optimisé). Le positionnement des circuits de grille des composants placés de chaque côté du module maximise le couplage avec le circuit de puissance de manière à compenser la position de la reprise d'émetteur.

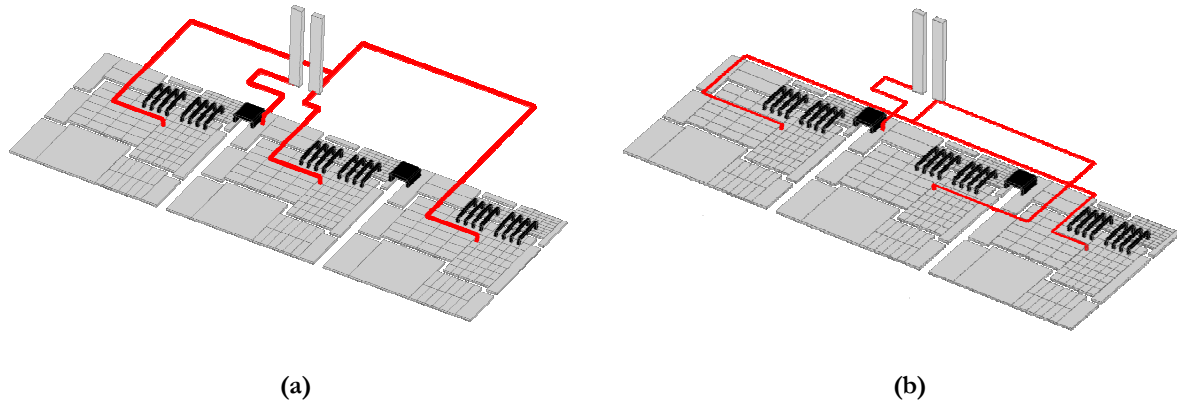


Figure 87 : Structures initiale (gauche) et optimisée (droite)

Les résultats obtenus en simulation marquent une très nette amélioration de l'équilibrage des courants (Figure 88). Le courant maximal commuté par l'IGBT 6 est diminué de plus de 150A. Certes, le déséquilibre dynamique n'est pas parfait, mais l'amélioration est loin d'être négligeable. La disparité dans les courants maximaux commutés est réduite à 100A (au lieu de 300A dans le cas précédent !)

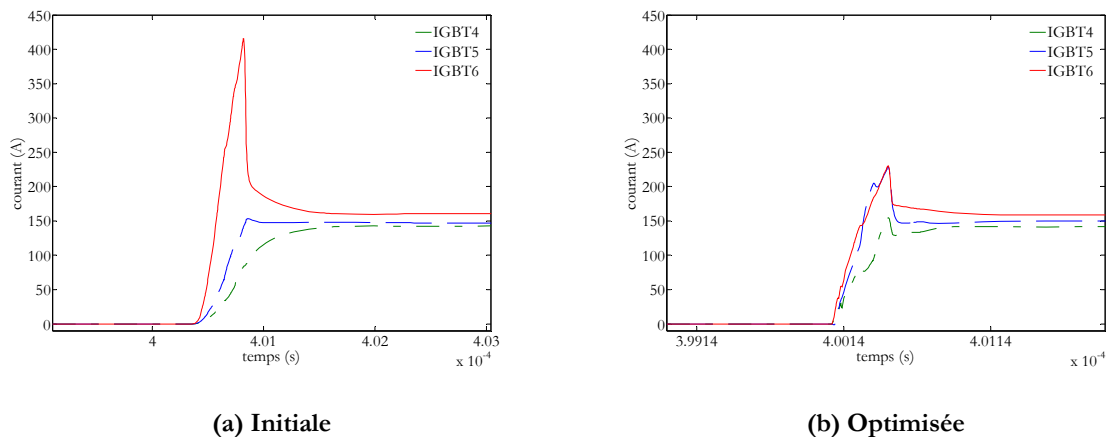


Figure 88 : Comparaison des courants commutés dans les structures initiale et optimisée

V. CONCLUSIONS

A travers ce chapitre nous avons pu aborder la phase de conception du câblage en électronique de puissance. Les méthodologies mises en place dans le Chapitre 3 :au travers des règles de câblage ont pu être testées au travers de plusieurs exemples. Outre la démonstration de faisabilité, ce chapitre a montré deux voies d'optimisation de la connectique. La première est spécifique à l'optimisation de la forme des busbarres. La méthode de modélisation (méthode

PEEC et maillage 2D) utilisée s'avère très bien adaptée à la modification des conducteurs par suppression de matières. Cette modification de forme permet de modifier la répartition des courants afin de respecter des critères de répartition égale des courants dans plusieurs branches en parallèle avec une inductance minimale. L'optimisation de cas d'écoles a montré tout l'intérêt de cette méthode. Parallèlement, l'étude de cas plus complexe a mis en évidence la dualité des outils d'analyse et de conception développés. La deuxième voie d'optimisation fut quant à elle dédiée à l'optimisation des circuits de commande dans les modules de puissance, partie du circuit cruciale dans l'évolution des courants dans les phases de commutations. Ce chapitre a montré de réel progrès dans le design des circuits de grille. La méthode proposée, basée sur la compensation des interactions se révèle très efficace. Elle permet l'équilibrage des courants dans plusieurs puces en parallèle uniquement par le design du layout du circuit de commande. Des mesures réalisées sur un démonstrateur ont permis une validation expérimentale des résultats. Néanmoins les applications visées sont bel et bien les composants à fort niveau d'intégration. En accord avec l'état actuel de la technologie de fabrication des modules de puissance, la packaging 3D des modules apparaît comme un atout indiscutable pour la conception de nouveaux modules.

*CHAPITRE 5 : Conclusion générale et
Perspectives*

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans une approche de Conception Assistée par Ordinateur avec le développement d'un outil de prototypage virtuel, dédié à des phases d'analyse, et des méthodes pour la conception des convertisseurs d'électronique de puissance. Nous nous sommes intéressés à la connectique inhérente à tous les dispositifs, dès lors que plusieurs composants sont associés en parallèle. Ce type d'association est couramment utilisé dans les applications basses et moyenne tension pour augmenter les densités de courant transitées. Les nombreux exemples traités de ce mémoire témoignent de toutes les difficultés à étudier les phénomènes électromagnétiques liés à la connectique. Nous avons pu remarquer que dans ce type d'association, l'aspect inductif du câblage durant les commutations altère la répartition des courants et augmente les surtensions aux bornes des semi-conducteurs.

Ce travail va plus loin que la simple analyse des effets néfastes de la connectique. Tout en tenant compte des possibilités technologiques, il met en avant des solutions pressenties par les concepteurs mais dont le dimensionnement intuitif n'est plus possible, tant les phénomènes mis en jeu et les contraintes d'intégration sont complexes.

Les méthodes et les outils informatiques développés se destinent donc directement aux concepteurs dans la définition et le développement du câblage. Le prototypage virtuel, la comparaison de plusieurs structures ou le placement routage de composants sont autant d'éléments traités dans ce mémoire qui permettent de faciliter la phase de mise en oeuvre des dispositifs.

Cet étude s'est articulée autour de deux axes principaux permettant de répondre à toutes les attentes des concepteurs : la phase d'analyse et de conception.

Le deuxième chapitre présente les différents acteurs contenus dans la cellule de commutation. Chaque modèle ayant ses avantages et ses inconvénients, il convient de définir correctement le type de modèle en accord avec les grandeurs étudiées. Dans le cadre du prototypage virtuel, la représentation macroscopique des composants est appropriée à l'étude des formes d'onde, aussi bien en commutation qu'en régime établi. Concernant les semi-conducteurs, le modèle d'IGBT d'Hefner et le modèle de diode du Cegely répondent à la fois à des critères de précision et de temps de calcul. Ensuite une attention toute particulière a été portée sur la représentation de câblage. Là encore, l'étude a été bornée à l'observation de l'impact du câblage sur son environnement. Dans ce cadre, un modèle basé sur les entrées/sorties du système a été mis en oeuvre. Il permet de tenir compte des éléments parasites des interconnexions des dispositifs de l'électronique de puissance notamment lorsqu'il est question des systèmes multi-

accès (busbarre typiquement). Une passerelle logicielle a été spécialement développée entre InCa et Saber permettant de générer automatiquement le composant équivalent.

Le troisième chapitre était dédié à la phase d'analyse avec la modélisation de nombreux dispositifs sous la forme du prototypage virtuel. Elle associe au sein d'un simulateur circuit modèle de câblage, de semi-conducteurs, de commande, etc. Cette approche vise à mieux comprendre les mécanismes mis en jeu dans le fonctionnement des convertisseurs en observant des grandeurs difficilement accessibles par des moyens de mesure traditionnels. Nous avons pu nous apercevoir du rôle notable de la connectique sur le comportement du convertisseur. La modélisation complète d'un onduleur de puissance et de la connectique interne des modules du type "sixpack" ont permis de mesurer tout l'intérêt de la représentation ainsi développée.

- la méthode de modélisation mis en œuvre s'avère être simple et sa représentation sous forme d'équation différentielle au sein d'un simulateur circuit se révèle être très robuste même en présence des "couplages résistifs",
- pour l'étude des phénomènes haute fréquence, le choix d'une fréquence unique pour la modélisation de la connectique n'affecte pas la précision des grandeurs observées en raison d'une stabilité dans l'évolution des éléments parasites pour les objets traités.

De plus, d'une manière générale, chaque constituant d'un convertisseur est indissociable pour mener à bien une analyse représentative du véritable fonctionnement du convertisseur. Les simulations réalisées dans ce cadre ont permis de mieux cerner les rôles respectifs de chaque intervenant, et notamment l'influence du câblage lors des phases de commutation. La connectique utilisée pour le transfert de l'énergie a été mis en évidence à travers la répartition des courants dans plusieurs capacités mis en parallèle avec un impact notable des éléments parasites associés aux busbarres. Concernant les modules de puissance, les fortes interactions à l'intérieur des composants (couplages entre les circuits de puissance et de commande) se sont révélées cruciales dans la répartition des courants commutés par les puces.

Cette démarche a ensuite été complétée afin d'intégrer le câblage dans un processus de conception. Afin de répondre à des critères d'optimisation, la représentation matricielle du modèle de connectique a permis de dégager deux règles de câblage visant à juger de la qualité du câblage. Directement basés sur la matrice impédance, ces critères permettent d'établir des conditions afin d'assurer un équilibrage parfait des courants aussi bien à travers les composants passifs qu'actifs.

Enfin le chapitre 4 met en avant des solutions techniques afin d'améliorer les liaisons électriques. La première consiste à modifier la forme des conducteurs en perforant des plaques. Ce type de solution est particulièrement adapté aux conducteurs du type busbarre avec pour objectif de compenser une disposition asymétrique des entrées/sorties. Un algorithme génétique a permis de reconfigurer automatiquement la forme de plusieurs conducteurs planaires à partir d'une structure initiale, afin de respecter des conditions d'équilibrage des courants.

La deuxième démarche est ciblée sur la disposition du circuit de commande dans un module par une modification de la géométrie. Nous avons présenté une méthode permettant de rééquilibrer les courants commutés par chaque composant. Des conditions sur les couplages entre le circuit de commande et de puissance suffisent pour garantir un fonctionnement identique de chaque puce. Tout en tenant compte des contraintes de faisabilité technique, nous avons proposé de nouvelles topologies de circuit de grille interne au module afin d'équilibrer naturellement le courant commuté sur chaque puce. Les solutions optimisées minimisent les interactions puissance/commande, surtout vis-à-vis des impédances communes d'émetteur, à l'origine de la mauvaise répartition des courants. Les résultats obtenus sont très encourageants et ont été démontrés dans le cadre d'un démonstrateur instrumenté pour l'occasion. La compensation de ces interactions par un jeu de couplage optimisé s'est révélée être une méthode offrant de belle perspective dans la conception de modules intégrés.

Le travail présenté tout le long de ce mémoire n'est qu'une étape dans une démarche de placement routage en électronique de puissance.

Cette étude a permis de lever le voile sur les causes des déséquilibres en courant présents dans les modules ou introduits par les busbarres. Néanmoins, la conception d'un dispositif fait intervenir des aspects autres qu'électromagnétiques. Des contraintes liées à des aspects électrothermiques et électromécaniques sont tout aussi importantes. Cependant, pour en tenir compte, encore faut-il pouvoir évaluer quantitativement la qualité d'un dispositif dans tous ces domaines.

En ce qui concerne les interconnexions de type busbarre, les règles de câblage présentées permettent de prendre en compte l'impact du câblage sur le comportement électrique. Ces travaux associés à ceux de JP.Gonnet sur les pertes dans les conducteurs et à la prise en compte des aspects diélectriques permettront définir l'ensemble des contraintes nécessaires à la réalisation complète des interconnexions d'électronique de puissance.

Pour ce qui est des modules de puissance, quelques pistes sont encore à étudier. Le placement routage des puces dans les modules reste barré par la prise en compte des phénomènes

électrothermiques et par des problèmes de compatibilité électromagnétique. A l'heure actuelle, une démarche intéressante en trois phases permettrait lever tous ces verrous.

- une première phase consisterait dans la disposition des puces à l'intérieur du boîtier en tenant compte des aspects thermiques en lien avec le refroidisseur,
- ensuite une phase d'implantation des pistes de puissance permettrait de relier les puces tout en prenant garde aux problèmes de compatibilité électromagnétique liés au courant de mode commun,
- enfin, la dernière phase pourrait reprendre les travaux présentés dans ce mémoire, en corrigeant les déséquilibres introduits suite au placement des puces par un circuit de commande optimisé.

CHAPITRE 6 : Annexes

I. ANNEXE 1

Cette annexe est dédiée à l'utilisation de la matrice impédance servant de base à nos règles de câblage. Nous avons pu remarquer que pour obtenir des courants égaux dans plusieurs branches en parallèle, la somme de chaque ligne de la matrice admittance doit être égale. Nous allons montrer que sous ces conditions, la matrice inverse, sous entendue dans nos applications la matrice impédance, présente la même caractéristique.

Soit $Y = \begin{bmatrix} Y_{11} & \cdots & Y_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1} & \cdots & Y_{nn} \end{bmatrix}$ définie telle que les sommes des termes sur chaque ligne de cette

matrice soient égales à K .

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n Y_{1i} \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^n Y_{ni} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K \\ \vdots \\ K \end{bmatrix}$$

Notons $Z = Y^{-1} = \begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n1} & \cdots & Z_{nn} \end{bmatrix}$

La relation entre une matrice et son inverse écrit sous la forme $Y^{-1} \cdot Y = Z \cdot Y = [Id]$

Dans le cas de notre application cette expression devient :

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & \cdots & Z_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{n1} & \cdots & Z_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Y_{11} & \cdots & Y_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1} & \cdots & Y_{nn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n Z_{1i} \cdot Y_{i1} & \cdots & \sum_{i=1}^n Z_{1i} \cdot Y_{in} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{i=1}^n Z_{ni} \cdot Y_{i1} & \cdots & \sum_{i=1}^n Z_{ni} \cdot Y_{in} \end{bmatrix} = [Id]$$

Dans cette relation, seule les termes diagonaux de la matrice sont non nuls et égaux à 1. Ainsi, nous pouvons en déduire que la somme des termes sur chaque ligne est identique et égale à 1. L'expression générique de ces sommes se présente sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n \left[Z_{1i} \cdot \left(\sum_{j=1}^n \cdot Y_{ij} \right) \right] \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^n \left[Z_{ni} \cdot \left(\sum_{j=1}^n \cdot Y_{ij} \right) \right] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \text{ avec } \sum_{j=1}^n \cdot Y_{ij} = K \text{ (condition d'équilibrage des courants)}$$

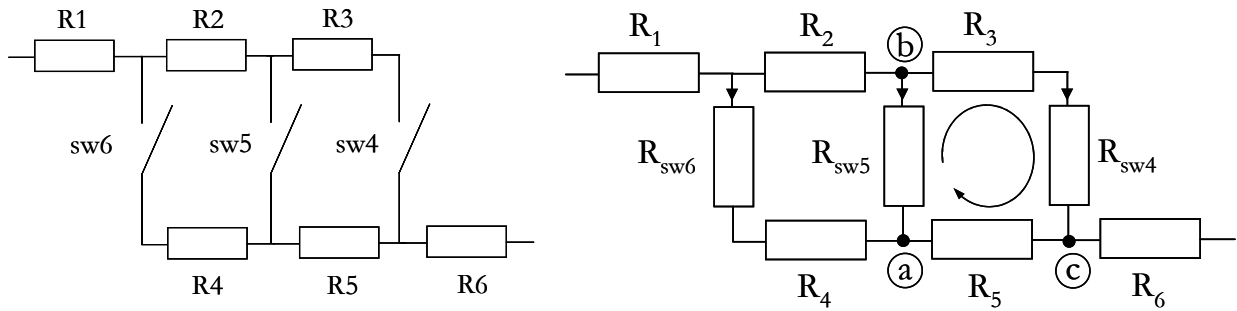
De cette relation, nous pouvons conclure que si les sommes des admittances sur chaque ligne sont égales, alors la même propriété caractérisera la matrice impédance.

Finalement :

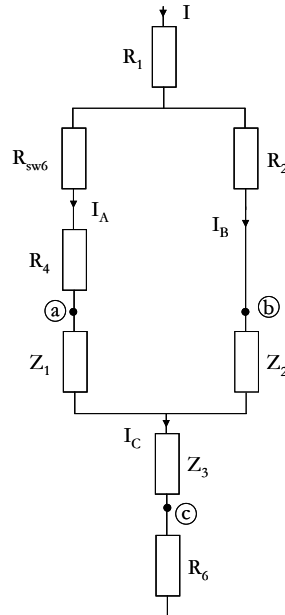
$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^n Z_{1i} \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^n Z_{ni} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sum_{j=1}^n \cdot Y_{ij}} \\ \vdots \\ \frac{1}{\sum_{j=1}^n \cdot Y_{ij}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{K} \\ \vdots \\ \frac{1}{K} \end{bmatrix}$$

II. ANNEXE 2

Cette annexe détail le calcul des courants dans plusieurs interrupteurs en parallèle pour un fonctionnement en régime statique. Les résistances R_i représentent les résistances du câblage et les interrupteurs sont modélisés par les résistances R_{swi} .



A partir des schémas électriques ci-dessus, nous pouvons simplifier la représentation électrique du circuit par une transformation triangle/étoile. La nouvelle représentation du circuit est indiquée ci-dessous.



Avec :

$$Z1 = \frac{R_{sw5} \cdot R_5}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}} \quad Z2 = \frac{R_3 \cdot (R_{sw4} + R_{sw5})}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}} \quad Z3 = \frac{R_5 \cdot (R_{sw4} + R_3)}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}}$$

Cette transformation permet d'obtenir facilement le courant dans l'interrupteur 6 (R_{sw6}) avec la formule du pont diviseur de courant. L'équation suivante établie la relation entre le courant dans l'interrupteur #6, les éléments du circuit et le courant total I.

$$I_A = I_{sw6} = \frac{R_2 + \frac{(R_3 + R_{sw4}) \cdot R_{sw5}}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}}}{R_2 + \frac{(R_3 + R_{sw4}) \cdot R_{sw5}}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}} + R_{sw6} + R_4 + \frac{R_{sw5} \cdot R_5}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}}} \cdot I$$

Connaissant l'expression du courant dans l'interrupteur #6, les autres courants (I_{sw5} et I_{sw4}) se déduisent du schéma initial à partir de deux équations de mailles :

$$I_{sw5} = \frac{R_3 \cdot (R_4 + R_{sw6}) + R_{sw4} \cdot (R_4 + R_{sw6}) - R_5 \cdot R_2}{R_2 \cdot (R_3 + R_{sw4} + R_5) + R_{sw5} \cdot (R_2 + R_3 + R_{sw4})} \cdot \frac{R_2 + \frac{(R_3 + R_{sw4}) \cdot R_{sw5}}{R_5 + R_b + R_3 + R_{sw4}}}{R_2 + \frac{(R_3 + R_{sw4}) \cdot R_{sw5}}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}} + R_{sw6} + R_4 + \frac{R_{sw5} \cdot R_5}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}}} \cdot I$$

$$I_{sw4} = \frac{R_5 \cdot (R_2 + R_4 + R_{sw6}) + R_{sw5} \cdot (R_4 + R_{sw6} + R_5)}{R_2 \cdot (R_3 + R_{sw4} + R_5) + R_{sw5} \cdot (R_2 + R_3 + R_{sw4})} \cdot \frac{R_2 + \frac{(R_3 + R_{sw4}) \cdot R_{sw5}}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}}}{R_2 + \frac{(R_3 + R_{sw4}) \cdot R_{sw5}}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}} + R_{sw6} + R_4 + \frac{R_{sw5} \cdot R_5}{R_5 + R_{sw5} + R_3 + R_{sw4}}} \cdot I$$

Pour simplifier ces expressions, nous allons considérer toutes les résistances du circuit ($R1$, $R2$, $R3$, $R4$, $R5$ et $R6$) égales, compte tenu de la disposition linéairement espacée des puces dans le module. De même, la résistance à l'état passant des interrupteurs seront également identiques : $R_{sw6} = R_{sw5} = R_{sw4} = R_i$.

L'équation (28) regroupe les expressions simplifiées des courants.

$$I_{sw6} = \frac{R + R_i}{3 \cdot R_i + 2 \cdot R} \cdot I \quad I_{sw5} = \frac{R_i}{3 \cdot R_i + 2 \cdot R} \cdot I \quad I_{sw4} = \frac{R + R_i}{3 \cdot R_i + 2 \cdot R} \cdot I$$

CHAPITRE 7 : Bibliographie

- [REVOL-03] B.REVOL, "Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone", Thèse de doctorat de l'UJF, novembre 2003
- [MERIE-96] F.MERIEENNE, "Influence de l'interaction puissance/commande sur le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance: Simulation fine – Règles de conception", Thèse de doctorat de l'INPG, janvier 1996.
- [FOCH] H.FOCH, R.ARCHES, F.BORDRY, Y.CHERON, B.ESCAUT, "Commutation dans les convertisseurs statiques", les techniques de l'ingénieur, D3153.
- [TEULI-92] W.TEULINGS, "Prise en compte du câblage dans la conception et la simulation des convertisseurs de puissance : performances CEM", Thèse de doctorat de l'INPG, avril 1997.
- [FAIRS] FAIRSHILD Semiconductor®, "IGBT Basic II", Application Note 9020, Avril 2002.
- [SHENG-00] K.SHENG, BW.WILLIAMS, SJ.FINNEY, "A review of IGBT models", IEEE transactions on power electronics, vol. 15, No.6, pp 1250-1266, November 2000.
- [TZOU-93] YY.TZOU, LH.HSU, "Practical SPICE macromodel for the IGBT", IECON Proc, vol. 2, pp 762-766, 1993.
- [HEFNE-94] AR.HEFNER, DMDIELBOLT, "An experimentally verified IGBT model implemented in the Saber Circuit Simulator", IEEE transactions on power electronics, Vol. 9, No. 5, September 1994.
- [MOREL-94] H.MOREL, SH.GAMAL, JP.CHANTE, "State variable modelling of the power pin diode using an explicit approximation of semiconductor device equations: a novel approach", IEEE transactions on power electronics, vol. 9, No. 1, January 1994.
- [WEI-02] M.WEI, "Extraction des paramètres et domaine de validité du modèle d'un composant de puissance", Thèse de doctorat de l'INSA de Lyon, juillet 2002.
- [MOTOR-95] MOTOROLA Semiconductor, "Application considerations using Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs)", Application note, AN1540, 1995.
- [DEMAG-03] R.DE MAGLIE, "Etude du comportement de l'IGBT, Contribution à l'identification des paramètres d'un modèle", DEA de génie électrique du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, septembre 2003.
- [GUICH-01] JM.GUICHON, "Modélisation, caractérisation, dimensionnement de jeux de barres", Thèse de doctorat de l'INPG, novembre 2001.
- [BESAC-01] M.BESACIER, "Adaptation de la méthode PEEC à la représentation des structures d'électronique de puissance", Thèse de doctorat de l'INPG, novembre 2001.
- [FREY-03] D.FREY, "Convertisseurs haute tension : Contribution à l'intégration de la fonction interrupteur", Thèse de doctorat de l'INPG, juin 2003.
- [SCHEL-99] A.SCHELLMANS, "Circuits équivalents pour transformateurs multi-enroulements. Application à la CEM conduite d'un convertisseur", Thèse de doctorat de l'INPG, juillet 1999.
- [BESAC-03] M.BESACIER, JM.GUICHON, JL.SCHANEN, J.ROUDET, "Bus bar copper losses computation", The European physical journal Applied Physics, pp 55-62, 2003

- [KERAD-94] JP.KERADEC, B.COGITORE, E.LAVEUVE, M.BENSOAM, "Des schémas équivalents pour les circuits couplés multi enroulements", Applied Physics, April 1994.
- [BUTTA-04] C.BUTTAY, "Contribution à la conception par simulation en électronique de puissance : application à l'onduleur basse tension", Thèse de doctorat de l'INSA de Lyon, novembre 2004
- [MUSZN-04] P.MUSZNICKI, JL.SCHANEN, B.ALLARD, PJ.CHRZAN, "Accurate modeling of layout parasitic to forecast EMI emitted from a DC-DC converter", 35th annual IEEE conference, Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, 2004.
- [HUDGI-99] JL.HUDGINS, J.MOOKKEN, B.BECKER, RA.DOUGAL, "The new paradigm in power electronics design", Power Electronics and drive systems, PEDS'99, vol.1, 1999, pp 1-6.
- [POPOV-03] J.POPOVIC, J-A.FERREIRA, "An approach to deal better with power electronic packaging", EPE 2003, Toulouse (France), ISBN 90-75815-07-7.
- [PASTE03] R.PASTERCZYK, C.MARTIN, JL.SCHANEN, "Semiconductors & Power layout : new challenges for the optimization of high power converter", Power Electronics Specialist Conference, 2003, PESC'03 IEEE 34th annual, Volume 1, pp 101-106, 15-19 june 2003.
- [MARTI-02] C.MARTIN, JL.SCHANEN, F.VERDIERE, R.PASTERCZYK, "Modélisation de l'ensemble de la connectique d'un onduleur triphasé de 200 KVA", EPF'02, 13-15 novembre 2002, Montpellier (France).
- [JEANI-02] P-O.JEANIN, JL.SCHANEN, E.CLAVEL, "Original cabling conditions to insure balanced current during switching transitions between paralleled semi-conductors", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume: 38, Issue: 1, Jan.-Fe.2002, Pages: 181-188.
- [GUTSM-00] B.GUTSMANN, P.MOURICK, D.SILBER, "Exact inductive parasitic extraction for analysis of IGBT parallel switching including DCB-backside eddy current", Power Electronics Specialists Conference, 2000, PESC 00, IEEE 31st annual conference, Volume: 3, 18-23 June 2000, Pages: 1291-1295, Vol. 3.
- [SCHAN-00] JL.SCHANEN, "Electronique de puissance : au cœur de la commutation Modèle d'analyse, modèle de conception", Habilitation à Diriger des Recherches, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, novembre 2000.
- [ELDRE] ELDRE corporation, <http://www.busbar.com/>
- [LODDE-00] M.LODDENKOTTER, M.MUNZER, J.THURAU, "Econopack+ The Standard Platform for modular Inverter Design", PCIM '00, 6-8 june 2000, Nuremberg.
- [KARIM-02] O.KARIM, "Etude des stratégies de refroidissement pour convertisseurs électroniques dans des véhicules automobiles hybrides", thèse de doctorat de l'INPG, Octobre 2002.
- [MARTI-04] C.MARTIN, JL.SCHANEN, R.PASTERCZYK, "Inside a power module...", Industrial Applications Conference, 2004, IEEE-IAS'04, 38th annual conference, 12-16 october 2004, Seattle.
- [MARTI-03] C.MARTIN, JL.SCHANEN, R.PASTERCZYK, "Power integration: electrical analysis of new emerging package", EPE'03, septembre 2003, Toulouse, France.
- [LODDE-00] M.LODDENKOTTER, M.MUNZER, J.THURAU, "Econopack+ The standard Platform for Modular Inverter Design", PCIM 2000, june 6-8-2000, Nuremberg.

- [RAEL-96] S.RAEL, "Méthodologie de conception des modules de puissance : étude électrothermique de l'association parallèle", Thèse de doctorat de l'INPG, Mai 1996.
- [GDR-04] "Modélisation et conception matérielle des systèmes intégrés : réalisation de démonstrateur", Groupement De Recherche n°2084, Intégration des systèmes de Puissance, Rencontre des 12-13 septembre 2004, Montpellier
- [ATIEN-03] E.ATIENZA, "Méthodologie et outils pour le dimensionnement", thèse de doctorat de l'INPG, juillet 2004.
- [RETIÉ-03] N.RETIÉRE, "Modéliser et concevoir les réseaux d'énergie électrique", Habilitation à diriger des recherches de l'université Joseph Fourier, novembre 2003.
- [KRAGH-98] H.KRAGH, F.BLAABJERG, JK.PEDERSEN, "An advanced tool for optimised design of power electronic circuits", Industry Applications conference, 1998, 33th IAS annual meeting, IEEE, volume : 2, 12-15 oct 1998, Pages : 991-998.
- [RIGBE-04] K.RIGBERS, S.SCHRODER, T.DURBAUM, M.WENDT, RW.DE DONCKER, "Integrated method for optimization of power electronic circuits", Power Electronics Specialists Conference, 2004, PESC 04, IEEE 35th annual conference, volume : 6, 20-25 june 2004, pages : 4476-4478.
- [GONNE-03] JP.GONNET, JM.GUICHON, E.CLAVEL, J.ROUDET, V.MAZAURIC, "Improving the energetic efficiency of distribution busbars", IEEE/PES Transmission and distribution conference & exposition conference, 7-12 september 2003, Dallas, Texas, USA.
- [YU-03] SK.YU, B.LIU, "Optimal Suspension Design for femto sliders", IEEE transactions on magnetics, vol.39, N°5, September 2003
- [MAGOT-04] D.MAGOT, "Méthodes et outils logiciels d'aide au dimensionnement. Application aux composants magnétiques et aux filtres passifs", Thèse de doctorat de l'INPG, septembre 2004.
- [GONNE-04] JP.GONNET, E.CLAVEL, V.MAZAURIC, JM.GUICHON, J.ROUDET, "Method for an optimal design of interconnection busbars", IEEE conference on electromagnetic field computatoin, CEFC 2004, Vol. 1, 6-9 june 2004, Seoul, Korea.
- [YU-03] SK.YU, B.LIU, "Optimal suspension design for femto sliders", Magnetics, IEEE transactions on, Vol. 39, Issu 5, pp 2423-2425, september 2003.
- [IM-03] CH.IM, HK.JUNG, YJ.KIM, "Hybrid Genetic Algorithm for Electromagnetic Topology", IEEE tranactions on magnetics, vol.39, N°5, September 2003.
- [CAIRE-04] R.CAIRE, "Gestion de la production décentralisée dans les réseaux de distribution", Thèse de doctorat de l'INPG, avril 2004.
- [PIETT-92] N.PIETTE, "Modélisation et optimisation de la connectique des structures d'Electronique de Puissance", Thèse de doctorat de l'INPG, mars 1992.
- [HARWE] Harwell, Subroutine Library Specifications, Tome 3, VF13.
- [OHI-99] T.OHI, T.HORIGUCHI, T.OKUDA, T.KIKUGANA, H.MATSUMOTO, "Analysis and measurement of chip current imbalances caused by the structure of bus bars in an IGBT module", Industry Application Conference, IAS 99, Vol. 3, pp 1775-1779, Phoenix, USA.

[LIANG-04] Z.LIANG, J.D.VAN WYK, F.C.LEE, D.BOROYEVICH, E.P.SCOTT, Z.CHEN, Y.PANG, "Integrated packaging of a 1kW switching module using a novel planar integration technology", IEEE transactions on power electronics, Vol. 19, No.1, january 2004.

[AKHBA-98] M.AKHBARI, N.PIETTE, J.L.SCHANEN, "Optimisation of Gate Circuit Layout to Supress Power/Drive Interaction", Industry Applications Conference, IAS 98, 12-15 Oct 1998, Vol. 2, pp 1078-1084, St. Louis, USA.