



HAL
open science

Les convertisseurs statiques dans leur environnement

Nicolas Ginot

► **To cite this version:**

Nicolas Ginot. Les convertisseurs statiques dans leur environnement. Electronique. UNIVERSITE DE NANTES, 2013. tel-01105015

HAL Id: tel-01105015

<https://hal.science/tel-01105015>

Submitted on 19 Jan 2015

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.

Public Domain

Université de Nantes – Institut Universitaire de Technologie de Nantes

Rapport de Synthèse

Présenté en vue d'obtenir

L'Habilitation à Diriger les Recherches

Par

Nicolas GINOT

Maître de conférences à l'IUT de Nantes

Chercheur à l'IETR (UMR CNRS 6164)

Les convertisseurs statiques dans leur environnement

Rapport présenté à Polytech Nantes, le 29 octobre 2013 devant le jury composé de :

Président : Bernard MULTON, Professeur, SATIE Rennes - Gr. SETE,

Rapporteurs : Patrick CORLAY, Maître de conférences HDR, Université de Valenciennes IEMN-DOAE,
François COSTA, Professeur, SATIE Cachan - Gr. EPI,
Philippe LADOUX, Professeur, LAPLACE Toulouse,

Examineurs : Alexandre De BERNARDINIS, Chargé de recherches IFSTTAR, SATIE - Gr. TN,
Jean-François DIOURIS, Professeur, IETR Nantes,

Invité : Frédéric FLUXA, Ingénieur chargé d'étude, Groupe RENAULT.

**UNIVERSITE DE NANTES
IETR UMR CNRS 6164**

Avant propos,

Ce document est rédigé en vue de l'obtention du diplôme d'Habilitation à Diriger des Recherches (HDR). Il reprend les principaux résultats de travaux obtenus ces six dernières années c'est-à-dire depuis ma nomination en tant que maître de conférences. Est aussi présentée, une activité de recherche effectuée dans l'industrie avant ma nomination. Ce mémoire montre l'évolution de mes activités de recherche, toujours centrées sur l'électronique de puissance, mais qui se sont progressivement rapprochées des interactions dites « énergie – communication ». Enfin, les travaux présentés sont le fruit d'une collaboration étroite avec mes collègues et les doctorants que je co-encadre ou que j'ai co-encadré...

Remerciements,

Après avoir passé plusieurs années dans l'industrie, je suis arrivé en 2007 au sein du laboratoire IREENA sur le site de la Chantrerie à Nantes. C'est pourquoi, je souhaite remercier tous mes collègues pour leur accueil chaleureux et pour la bonne entente qui perdure. Je souhaite remercier Serge Toutain, alors directeur de l'IREENA, pour son aide au début de cette aventure.

J'exprime toute ma reconnaissance à Joseph Saillard qui a cru en mes activités de recherche et qui m'a offert l'opportunité d'intégrer le laboratoire IETR en 2012. C'est entre autre grâce à sa confiance que mes travaux portant sur les Courants Porteurs en Ligne dédiés aux réseaux de puissance ont pu être pérennisés.

Un grand merci à Patrick Corlay, François Costa et Philippe Ladoux pour le temps qu'ils ont consacré à la lecture de ce mémoire en tant que rapporteurs ainsi que pour les échanges scientifiques que nous avons eus. Je tiens aussi à remercier Alexandre De Bernardinis d'avoir accepté de faire partie de mon jury et Bernard Multon pour l'avoir présidé. Après plusieurs années de collaborations industrielles avec Frédéric Fluxa, ce fut un réel plaisir de partager ce moment dans un contexte plus académique. Merci donc à vous tous d'avoir contribué à me donner une vision extérieure de mon travail.

J'adresse aussi mes remerciements à Jean-François Diouris pour son aide et son soutien dans la rédaction de ce mémoire. Je souhaite aussi remercier Marc et Guillaume pour leur aide précieuse quant à la gestion des équipements et leurs conseils techniques. Merci à Sandrine qui nous simplifie la vie au quotidien en gérant à la perfection toutes les lourdeurs administratives.

Je remercie Jean-Christophe, Marc-Anthony, Joe et Jérémie pour leur travail de doctorat qui me permet aujourd'hui de prétendre à diriger des recherches.

Bien sûr, je pense à mes « joyeux collègues » de l'IUT qui partagent avec moi les bureaux dits « d'en bas ». Je ne pourrais pas me passer de leur bonne humeur permanente...Anne-Sophie, Bruno, les deux Christophe et Fred, Merci !

Un merci tout particulier à Christophe Batard (un des joyeux du bas) pour son implication et son soutien sans faille dans nos travaux depuis notre rencontre. Les travaux académiques présentés dans ce mémoire sont aussi les siens.

Enfin, un grand merci à Virginie ma femme pour le temps qu'elle a consacré à la relecture attentive de ce mémoire et pour m'avoir soutenu dans ce projet. Un p'tit clin d'œil complice à Martin qui a montré son bout du nez ce 28 mars 2013 et à sa soeur Agathe et son frère Clément.

Sommaire

Avant propos	3
- I - Notice Individuelle.....	9
1 Curriculum Vitae succinct	9
2 Activités Administratives et Universitaires	10
3 Mon Investissement dans l'enseignement	12
4 Mon investissement dans la formation continue et l'expertise technique.....	15
5 Collaborations Scientifiques.....	18
6 Encadrements Scientifiques.....	20
6.1 Encadrement doctoral.....	20
6.2 Encadrement de master.....	22
7 Production Scientifique	23
7.1 Articles en revue internationale avec comité de lecture [RICL].....	23
7.2 Ouvrages [OU]	24
7.3 Conférences internationales avec comité de lecture et actes [CICL].....	24
7.4 Conférences nationales avec comité de lecture et actes [CNCL]	26
- II - Expériences de recherches.....	29
1 Contexte.....	29
2 Emulateur d'organes électrotechniques, commande par régulateurs auto-résonnants.....	31
2.1 Introduction	31
2.2 Principes de l'émulation HIL (Hardware In the Loop).....	33
2.2.1 Mise en évidence des courants de mode commun.....	35
2.2.2 Structure de contrôle du courant de mode commun ou isolation galvanique ?	38
2.3 L'émulation d'organes électrotechniques : batteries et moteurs.....	39
2.3.1 Les modulateurs et régulateurs auto-résonnants.....	40
2.3.2 Quelques exemples d'émulation	46
2.4 Conclusion, point de vue personnel sur l'émulation HIL	50
2.5 Production scientifique associée à ce travail	51
3 Modélisation Electrothermique des Modules IGBT	53
3.1 Introduction : Intérêt des modèles compacts pour la simulation numérique	53
3.2 Modélisation électrique des onduleurs en vue de la simulation thermique	55
3.2.1 Méthodes de détermination des pertes dans une cellule de commutation	55
3.2.2 Modèle électrique de simulation	60
3.3 Les modèles thermiques compacts	61
3.3.1 Construction du modèle thermique compact	63
3.3.2 Réduction du modèle discret :	65
3.4 Comportement du modèle thermique compact, simulation électrothermique	70
3.4.1 Réponse indicielle	70
3.4.2 Instrumentation d'un module 6MBI300U4-120, régime dynamique	75
3.5 Conclusion.....	78
3.6 Production scientifique associée à ce travail	79

4	Transport d'informations sur Réseaux Modulés en Largeur d'Impulsions	81
4.1	Introduction	81
4.2	Intérêt des PLC au sein des ensembles convertisseur - machine	82
4.3	Bruit généré par les onduleurs de tension, commutation des semi-conducteurs.....	84
4.4	Filtrage passif, couplage sur les réseaux MLI	88
4.4.1	Filtrage passif du réseau MLI.....	88
4.4.2	Couplage sur les réseaux MLI.....	91
4.5	Transmission de données sur réseaux MLI.....	93
4.5.1	Modélisation des commutations de l'onduleur en vu de la détermination du TEB	95
4.5.2	Détermination du TEB par la méthode de Monte-Carlo	97
4.6	Conclusion intermédiaire.....	101
4.7	Projet en cours	102
4.8	Production scientifique associée à ce travail	103
 - III - Bilan global et Perspectives		107
 - IV - Bibliographie		121
 - V - Quelques publications		127

Glossaire

BMS	Battery Management System
CAC	Charge Active Courant
CACFP	Charge Active Courant de Forte Puissance
CAN	Controller Area Network
CAT	Charge Active Tension
CATFP	Charge Active Tension de Forte Puissance
CEM	Compatibilité ÉlectroMagnétique
CPL	Courants Porteurs en Ligne
EMS	Energy Management System
HIL	Hardware In the Loop
IETR	Institut d'Electronique et Télécommunications de Rennes
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IREENA	Institut de Recherche en Electronique et Electrotechnique de Nantes Atlantique
IREENA	Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique
LGMPA	Laboratoire de Génie de Matériaux et Procédés Associés
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsions
MRC	Modulateur Régulateur de Courant
MRT	Modulateur Régulateur de Tension
MRT_{v2}	Modulateur Régulateur de Tension Version 2
PTIP	Poste de Travail et d'Intégration Puissance
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
TEB	Taux d'Erreur Binaire
THD	Taux de Distorsion Harmonique

- I - Notice Individuelle

1 Curriculum Vitae succinct

Nicolas GINOT

Marié, trois enfants, 35 ans, français

- Coordonnées personnelles -

4, rue de Rome

49270 CHAMPTOCEAUX

☎ 02-40-09-59-33 ou 📠 06-16-65-18-86

- Coordonnées professionnelles : Laboratoire -

Lunam Université - Université de Nantes - UMR CNRS 6164

Institut d'Electronique et Télécommunications de Rennes IETR

La Chantrerie - rue Christian Pauc,

BP 50609 - 44306 Nantes Cedex 3.

☎ : 02 40 68 30 73

- Coordonnées professionnelles : IUT -

IUT de Nantes

Département GEII – Site de Carquefou

2 Avenue du Professeur Jean Rouxel,

BP 539 - 44475 Carquefou Cedex.

☎ : 02 28 09 21 44

▲ **FORMATIONS UNIVERSITAIRES**

- 1998 Classes préparatoires aux grandes écoles, Lycées Fauriel et Mimard à Saint Etienne, Loire,
- 2001 **Diplôme d'ingénieur** (spécialité électrotechnique, électronique de puissance), obtenu en juin 2001 – Major de promotion – Ecole polytechnique de l'Université de Nantes,
- 2001 **DEA** électronique et génie électrique, obtenu en septembre 2001 – mention Bien, Université de Nantes,
- 2004 **Diplôme de doctorat** en génie électrique, thèse soutenue le 5 novembre 2004, Université de Nantes.

▲ **SITUATION PROFESSIONNELLE**

Septembre 2001 à octobre 2007 : Electronavale Technologie

2001 à 2004 **Thèse** de doctorat au sein de la société Electronavale Technologie dans le cadre d'une convention CIFRE avec le laboratoire IREENA,

« **Etude et Conception d'un onduleur modulaire exploitant une structure multi-convertisseurs pour obtenir une haute dynamique** » thèse soutenue publiquement le 5 novembre 2004,

Président du jury :	Robert PERRET	Professeur à l'ENSIEG Grenoble – LEG
Rapporteurs :	Christian GLAIZE François COSTA	Professeur à l'Université Montpellier II – LEM Professeur à l'ENS de Cachan – SATIE
Examineurs :	Robert PERRET Jean Claude LE CLAIRE Luc LORON Joseph SAILLARD	Professeur à l'ENSIEG Grenoble – LEG Maître de conférences à Polytech'Nantes – IREENA Professeur à Polytech'Nantes – IREENA Professeur à Polytech'Nantes – IREENA
Invité :	Feng YAN	Directeur Technique Electronavale Technologie

2001 à 2007 **Ingénieur R&D, interlocuteur** du laboratoire **IREENA**,

2002 à 2007 **Responsable** de développement et de suivi de qualification **CEM³** des produits industriels, ferroviaires et militaires.

Depuis octobre 2007 : Maître de conférences (actuellement échelon 5)

2007 Nomination, **maître de conférences** à l'IUT de Nantes département GEII,

2008 Titularisation, maître de conférences,

2007 à 2012 Membre permanent du laboratoire **IREENA²**,

2011 Rapprochement et demande d'intégration au sein du laboratoire IETR,

Depuis 2012 Membre permanent du laboratoire **IETR¹**.

¹ : **IETR**, Institut d'Electronique et Télécommunications de Rennes

² : **IREENA**, Institut de Recherche en Electronique et Electrotechnique de Nantes Atlantique : Laboratoire sur trois sites (deux sites sur Nantes et un site sur Saint Nazaire) jusqu'en fin d'année 2011. Depuis début 2012 ce laboratoire possède un unique site à Saint Nazaire et son acronyme **IREENA** (noté en italique dans ce mémoire) signifie Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique.

³ : **CEM**, Compatibilité ElectroMagnétique

2 Activités Administratives et Universitaires

Depuis mon arrivée à l'IUT, j'assume avec un collègue la **gestion du recrutement des étudiants du supérieur**. Ce recrutement concerne principalement les étudiants

souhaitant se réorienter après un BAC + 1. Nous recevons une cinquantaine de dossiers chaque année et pour les deux tiers d'entre eux nous organisons un entretien téléphonique.

En **septembre 2009**, j'ai pris en charge avec un collègue, la **gestion des stages** au sein du département GEII. Cette mission consistait à informer les étudiants des modalités du stage de fin d'étude. Nous mettions à disposition des 80 étudiants les offres industrielles reçues et devions organiser les trois journées de soutenances. J'ai conservé cette responsabilité pendant deux années.

A la suite du départ non renouvelé de la gestionnaire des achats au sein de notre département GEII, une redistribution des tâches administratives m'a permis de prendre la responsabilité des achats et de la gestion du budget de notre département. La gestion des stages a été confiée à un autre collègue. Ainsi, **depuis septembre 2011**, je gère les investissements en matériels et les achats courants de fonctionnement. Cette mission est double puisqu'elle consiste à gérer les demandes d'**achats** (environ 500 annuellement) mais aussi la **gestion du budget** de la formation initiale (44k€) et de la formation par alternance (14k€) du département.

Concernant les demandes d'achats, cette fonction se décompose en une partie consacrée aux investissements annuels de renouvellement des matériels de salles de travaux pratiques et une partie pour les achats récurrents. Afin de faciliter la gestion, et à la demande de mes collègues, j'ai développé pendant l'année 2012 un outil permettant la saisie des demandes d'achat par chaque demandeur et la gestion des éditions de commandes avec nos fournisseurs. La maîtrise de cet outil permet de le faire évoluer en fonction des besoins du département. Aujourd'hui cet outil est utilisé quotidiennement par mes collègues enseignants et techniciens et permet le suivi de toutes demandes d'achats jusqu'à sa réception.

La gestion du budget consiste quant à elle à attribuer en accord avec le chef de département une répartition des recettes annuelles. Je m'impose tous les deux mois de dresser un bilan entre la comptabilité au niveau du département GEII et la comptabilité au niveau du service financier de l'IUT. Cette fonction est aujourd'hui laborieuse et chronophage. Je me suis fixé comme objectif pour l'année 2013 de la simplifier.

Au sein de l'IUT et sur un plan plus général, je suis **membre élu au conseil scientifique depuis 2011**. Ce conseil a entre autres pour mission :

- de valoriser les activités de recherche au niveau de l'IUT. Un certain nombre d'acteurs effectuent leur recherche dans les locaux de l'IUT alors que d'autres sont

rattachés à des laboratoires n'ayant pas d'entité dans nos bâtiments ce qui a pour effet de masquer une partie de l'implication de l'IUT dans la recherche ;

- la prise en charge de certaines aides attribuées, par exemple pour les congés de conversion thématique ;

- de recenser les encadrements doctoraux effectués par les enseignants chercheurs rattachés à l'IUT.

Ce conseil se rassemble environ six fois dans l'année.

Enfin, lors de ma nomination en tant que maître de conférences, j'ai été rattaché au laboratoire IREENA. **En 2009**, j'ai été **élu au conseil de laboratoire** pour représenter le corps des maîtres de conférences. En 2012, lors de la recomposition thématique des activités Nantaises j'ai quitté le laboratoire IREENA pour intégrer le **laboratoire IETR**. Je reviendrai plus en détail sur ce dernier point par la suite.

Au niveau national, je suis **depuis 2011** membre élu suppléant au Conseil National des Universités (CNU) **63^{ième} section**. Depuis ce mandat, les suppléants sont autant conviés que les titulaires à participer aux travaux annuels du CNU. Je contribue chaque année aux différentes sessions et aux travaux.

3 Mon Investissement dans l'enseignement

De par ma formation d'ingénieur et universitaire et mes activités industrielles avant ma nomination à l'IUT, mon profil d'enseignement est orienté « conversion statique de l'énergie électrique », « CEM » et « électronique analogique ». J'enseigne dans ces trois domaines au sein de différentes composantes et à différents niveaux. Mon activité principale d'enseignement est effectuée à l'IUT au département GEII en formation initiale et dans la filière par apprentissage. J'interviens également dans plusieurs écoles d'ingénieurs et à la faculté des sciences, ainsi que dans le cadre de la formation continue adressée aux entreprises.

Mon enseignement principal au département GEII de l'IUT de Nantes :

A mon arrivée à l'IUT, il m'a été confié le module d'électronique de puissance de deuxième année. Ce module s'articule autour des composants pour l'électronique de puissance ainsi que les structures électroniques rencontrées dans ce domaine. Pour la partie cours de ce module, je me suis inspiré de l'enseignement effectué ultérieurement par mon collègue. Deux nouveaux photocopiés de cours de 65 pages abordant la mise en œuvre des

onduleurs ont été rédigés. La totalité des travaux pratiques fut renouvelée. Mes collègues m'ont confié le développement de 5 nouvelles maquettes pédagogiques permettant d'étudier la conversion DC/DC, la conversion DC/AC monophasée et triphasée ainsi que la commande rapprochée des IGBT et MOSFET.

J'interviens également en première année dans le cadre de la formation au routage de cartes électroniques. Ce module permet aux étudiants de prendre conscience des contraintes de routage d'une carte électronique. C'est l'occasion de les sensibiliser à la CEM et aux difficultés de placement des composants. J'enseigne aussi la CEM des circuits intégrés en collaboration avec un industriel du groupe ATMEL en deuxième année. Les travaux dirigés de ce module ont été rédigés en collaboration avec cet industriel.

Nous avons au sein de notre département une formation par alternance composée d'un maximum de 16 étudiants. Cette formation s'adresse à de jeunes étudiants ayant validé une année après le BAC. J'y enseigne depuis ma nomination tout le module d'électronique analogique. Chaque année, je suis tuteur pédagogique d'un étudiant suivant cette formation.

Enseignement en école d'ingénieur :

Depuis 2007 et 2008, j'enseigne respectivement l'électricité à l'Ecole Supérieure du Bois (ESB) (22h eq. TD) et à l'Institut des Techniques d'Ingénieur de l'Industrie (ITII) (24h C), école d'ingénieurs par apprentissage. Ces enseignements ne sont pas spécialisés, ils abordent l'électricité et la distribution électrique. Ils ont aussi pour objectif de sensibiliser les étudiants aux risques électriques et de leur permettre d'apprendre à effectuer et à interpréter le mesurage d'une grandeur électrique.

Effectuant mes travaux de recherche dans le bâtiment du département électronique (ETN) de polytech'Nantes, je côtoie mes collègues enseignant dans ce département. C'est ainsi qu'en 2008 j'ai commencé à intervenir dans le module « Energie ». En accord avec le responsable de ce module, j'ai pris en charge la gestion du renouvellement des équipements présents en salles de travaux pratiques. En 2010, j'ai pris la responsabilité de ce module (29h eq. TD) après que celui-ci nous ait été confié en totalité à moi-même et un de mes collègues de l'IUT. Nous avons entièrement refondu cet enseignement. Nous y abordons désormais les structures électroniques de conversion d'énergie adaptées à la formation dispensée en ETN. La totalité des polycopiés a été remplacée et ce cours s'organise à ce jour en quatre grandes parties totalisant 110 pages. Des maquettes pédagogiques sur l'amplification de classe D et sur la conversion DC/DC non isolée ont été développées. Elles permettent de montrer la contribution de ces structures dans l'augmentation des rendements électriques et par conséquent dans la miniaturisation des équipements

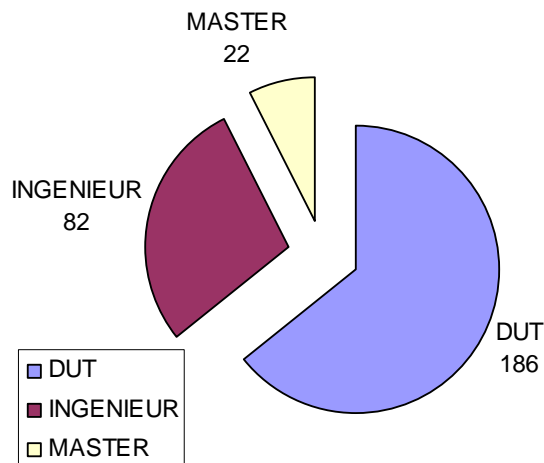
électroniques. Depuis la refonte de cet enseignement destinée à le rendre plus proche des attentes des étudiants du département ETN, nous n'avons eu que des retours très positifs lors des commissions mixtes au sein de l'école.

Enseignement en Master 1 & 2 :

Depuis cette rentrée universitaire, j'interviens dans le master 1 intitulé « Electronique, Gestion de l'Energie et Automatique (M1EGEA) » et le master 2 intitulé « Energies Nouvelles et Renouvelables (M2ENR) » à hauteur de 22h eq. TD. Ces deux masters dépendent de la faculté des sciences de l'Université de Nantes. Dans le cadre du master 1, j'aborde les alimentations à découpage isolées et non isolées à commutations dures, et quasi-résonnantes. Le module en master 2 est très orienté sur la qualité de l'énergie des réseaux intégrant des producteurs d'énergie renouvelable. Nous nous intéressons aux perturbations hautes fréquences engendrées par les convertisseurs à découpage, au filtrage actif et aux structures de base des onduleurs à trois niveaux.

Enfin, depuis cette année universitaire, j'effectue un cours de « découverte » sur la conversion statique de l'énergie électrique aux étudiants de dernière année à l'Ecole des Mines de Nantes. Cette intervention s'organise sur une journée sous forme de 2h de découverte du génie électrique suivi de 3h de cours.

Le volume d'heure associé à ces enseignements se décompose de la manière suivante :



Répartition du volume d'heures par cursus

Mes activités de découverte de la science

L'IUT de Nantes a toujours été très présent lors des journées d'accueil organisées dans le cadre de la fête de la science. En septembre 2011, je me suis proposé comme porteur de projet afin de faire découvrir la conversion de l'énergie électrique. Nous avons développé des maquettes très pédagogiques permettant aux élèves (collège et lycée) de réaliser un moteur synchrone triphasé et de comprendre très simplement les phénomènes physiques mis en jeu. Compte tenu des retours positifs suite à cette première expérience, j'ai poursuivi en 2012 avec la réalisation d'une nouvelle maquette portant sur la production et le redressement de l'énergie électrique. Ces deux maquettes se couplent et montrent le cheminement de l'énergie. Les élèves peuvent aborder la notion d'alternateur, de redresseur, d'onduleur et de moteur électrique.

Enfin, toujours dans le cadre de la découverte de la science, j'ai été l'organisateur d'un stand portant sur mes activités de recherche lors des journées scientifiques de l'Université de Nantes qui se sont tenues à la cité des congrès de Nantes le 8 juin 2012. Lors de cette journée, nous avons, avec mes collègues, présenté des maquettes et posters portant sur l'étude des contraintes thermiques subies par les IGBT et sur la transmission de données sur réseaux modulés en largeur d'impulsions.

4 Mon investissement dans la formation continue et l'expertise technique

Nous disposons à l'IUT d'un service de formation continue permettant de répondre à des demandes ponctuelles de formation de professionnels et/ou d'expertises techniques. Depuis mon arrivée à l'IUT j'ai contribué et/ou géré un certain nombre de formations dont les principales sont exposées ci-après.

Collaborations ACOME

(Cette collaboration avec l'entreprise Acome a été réalisée avec mon collègue Christophe Batard).

Sur la période 2007 – 2009, nous avons eu plusieurs activités avec l'entreprise ACOME spécialisée dans la production de fibre optique et de fil de câblage pour l'automobile. En réponse à leur demande d'aide au développement d'un nouveau produit, nous avons convenu d'un contrat de collaboration faisant apparaître des heures de

formations ainsi que des heures d'expertise technique. Ce projet portait sur des alimentations à découpage. Le premier livrable avait pour objet de fournir des documents de formation d'une centaine de pages constitués d'enseignements de niveau licence. Le deuxième livrable consistait à produire des documents d'aide à la modélisation des convertisseurs statiques ainsi que des résultats de simulation pour différentes topologies. L'ensemble de ces activités ont eu lieu avec l'IUT totalisant 6 journées et un budget de 6800€. A l'issue de ces travaux, un contrat d'apprentissage a été signé avec cette entreprise.

Collaboration ponctuelle BROSE – SIEMENS

(Cette collaboration avec l'entreprise Brose-Siemens a été réalisée avec mon collègue Christophe Batard).

En 2008, nous avons répondu à une demande ponctuelle de l'entreprise Brose, anciennement Siemens, qui souhaitait former un ingénieur sur les onduleurs de tension. Cette formation de trois jours a été rédigée sur cahier des charges afin de répondre au mieux aux attentes de l'entreprise Brose. Elle s'est articulée autour d'une formation théorique sur la synthèse des onduleurs de tension, puis sur la simulation de ces structures avec l'outil Matlab Simulink.

Collaborations CHICAGO-PNEUMATIQUE

(Cette collaboration avec l'entreprise Chicago-Pneumatique a été réalisée avec mon collègue Christophe Batard).

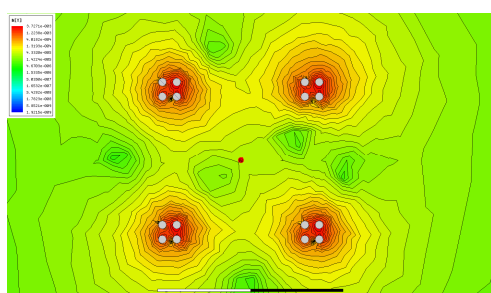
Étalée sur les années 2009 et 2010, nous avons travaillé avec l'entreprise Chicago-Pneumatique spécialisée dans le développement de solutions de serrage assisté. Cette entreprise travaille avec les industriels du milieu automobile et fournit des visseuses électriques assurant un serrage dynamométrique contrôlé. Les solutions mises en œuvre dans leurs produits étaient constituées d'une source d'énergie non transportable associée à un outil de serrage positionné et maintenu par un opérateur. Les solutions développées étaient essentiellement composées d'onduleurs de tensions triphasées et de machines synchrones à commande vectorielle de flux. Le rendement de l'ensemble onduleur – machine avait été optimisé par cette entreprise. En revanche, les pertes fer générées dans la machine synchrone contribuaient fortement à l'augmentation de la température de l'outil de serrage, maintenu en main par l'opérateur. Les normes en vigueur imposant de ne pas dépasser une température de fonctionnement pour les outils tenus en main, l'entreprise Chicago-Pneumatique a décidé de développer une nouvelle source de tension constituée d'un onduleur trois niveaux. Nous avons dans un premier temps rédigé un document de formation sur les onduleurs trois niveaux puis nous avons travaillé sur des modèles de simulation adaptés à leurs produits. Nous avons ainsi livré un rapport de 33 pages et deux modèles de simulation, l'un constitué d'un onduleur triphasé classique et l'autre constitué d'un onduleur trois niveaux. Ces modèles ont permis de quantifier le gain sur les pertes fer

au sein de la machine. Le développement d'un prototype a été engagé au sein de l'entreprise afin d'intégrer la technologie trois niveaux dans les produits Chicago-Pneumatique. Ces activités gérées au niveau de l'IUT totalisent 6 journées et un budget de 7200€.

Collaborations avec la Fac des Sciences de l'Université de Nantes

(Cette collaboration a été traitée au niveau du laboratoire, sans passer par le service de la formation continue de l'IUT. Elle fut réalisée avec mes collègues Christophe Batard et Yann Mahé).

En 2012, nous avons été contactés par la faculté des sciences de l'Université de Nantes qui s'inquiétait du tracé d'un nouveau réseau de distribution électrique au voisinage d'un laboratoire équipé de microscopes à balayage électronique. En effet, dans le cadre de la construction d'un nouveau bâtiment destiné à accueillir les chimistes organiciens de la faculté, il était prévu de faire passer les fourreaux des câbles d'alimentation du bâtiment au pied du Centre de MicroCaractérisation IMN (CMC) qui accueille les microscopes électroniques à balayage et à transmission. Les constructeurs garantissent les performances de leurs équipements si les perturbations magnétiques sont inférieures à 0.3mGauss pour les microscopes à balayage et à 1mGauss pour les microscopes à transmission. Nous avons été contactés afin d'estimer le niveau du champ magnétique avec le tracé retenu par le maître d'œuvre. Deux approches ont été proposées. La première a été une approche théorique de calcul du champ B lointain et l'autre a consisté en une approche de simulation par éléments finis. J'ai travaillé uniquement sur l'approche théorique. Ces deux approches ont permis d'estimer la valeur du champ B à différentes distances et de proposer des solutions d'agencement des conducteurs au sein de chaque fourreau.



Simulation du champ B pour des courants déséquilibrés de 10% dans les quatre fourreaux

Nous avons déterminé l'évolution du champ B pour différents déséquilibres de charge et différents angles entre les fourreaux et le bâtiment. Ces calculs ont été réalisés pour une distance de 10m. Ils ont permis de montrer que la solution initialement proposée (1,68mG par approche théorique et 1,76mG par éléments finis) ne respectait pas les contraintes en champ B imposées par les équipementiers.

La cohérence des résultats entre l'approche théorique et l'approche par éléments finis a permis de statuer quant aux règles à respecter lors du passage des fourreaux d'alimentation du bâtiment. Ces activités s'inscrivent dans le cadre du laboratoire IETR.

Collaborations ELECTRONAVALÉ INDUSTRIE

Ces collaborations s'étalent sur plusieurs années puisqu'elles concernent essentiellement des activités d'expertise technique ou de campagnes de pré-qualification CEM. Comme mentionné précédemment, de 2002 à 2007, j'assurais la fonction de responsable CEM au sein de l'entreprise Electronavale Industrie. A mon départ, j'ai conservé des liens avec cette entreprise afin d'effectuer des prestations de conseil technique sur le filtrage des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques. Ces prestations techniques se sont aussi présentées sous forme de campagnes de mesures de perturbations conduites dans le cadre de pré-qualification aux normes industrielles ou militaires. J'ai aussi effectué des mises au point pour le compte d'Electronavale Industrie au sein de Emitech Rennes. L'ensemble de ces actions a été géré soit au niveau de l'IUT soit dans le cadre du laboratoire IREENA puis IETR. Ces actions totalisent huit interventions sur site pour un total de 70 heures de prestations et un budget de 7600€.

5 Collaborations Scientifiques

En 2003, sous l'impulsion du directeur du laboratoire IREENA, une équipe travaillant sur une thématique transverse nommée « énergie et communication » a été créée. J'ai été recruté en octobre 2007 dans le but d'intégrer cette équipe constituée, à l'époque, de trois maîtres de conférences sur le site de Nantes et un professeur sur le site de Saint Nazaire, pour contribuer à son développement. Nous nous sommes intéressés au transport de l'information dans le cadre de la commande des actionneurs électromécaniques et plus particulièrement des ensembles « convertisseurs – machines ». Les travaux de thèse de Marc-Anthony Mannah ont marqué le début de cette activité sur le site de Nantes. Des travaux connexes ont été recensés en Finlande, Lappeenranta University of Technology.

En 2010, nous avons été contactés par Kris Iniewski, Directeur exécutif du groupement CMOS Emerging Technologies au Canada, afin de rédiger un chapitre de livre sur nos recherches [RICL.2-3][CICL.8-9-10]. Cet ouvrage intitulé « Power Line Communication Technologies for Smart Grids, Smart Cars, and Smart Homes » est paru aux éditions Kindle en février 2012. Il traite de la problématique des CPL dans le cadre de la commande des moteurs électriques. Nous y traitons le cas de l'onduleur de tension triphasé et des contraintes engendrées par la commutation des semi-conducteurs.

En 2011, nous avons été invités à participer à une journée portant sur la technologie CPL déployée en aéronautique. Cette journée, organisée par le groupe Safran, fut l'occasion de présenter nos travaux sur le transport d'informations entre un moteur électrique et son convertisseur [RICL.5][CICL.12]. J'ai participé à ce séminaire et présenté les résultats obtenus sur une maquette incluant un onduleur distant de 50m de la machine. Des informations, transmises sur les câbles de puissance, étaient véhiculées de la machine vers l'onduleur tout en assurant le transit de la puissance de l'onduleur vers la machine.

En octobre 2010, l'entreprise Novéa Energies (www.novea-energies.com), qui était à la recherche d'un laboratoire partenaire, s'est rapprochée de nous, étant particulièrement intéressée par nos activités de transport de l'information sur les réseaux de puissance. Nous avons débuté une collaboration dans le cadre d'un stage de master durant l'année universitaire 2010-2011. En octobre 2011, nous avons débuté des travaux avec l'entreprise Novéa Energies dans le cadre d'un contrat tripartite CEA INES (Institut National de l'Energie Solaire) – Novéa Energies – IETR. Ce contrat d'accompagnement (33k€) d'un doctorat a pour but d'étudier des solutions de stockage de l'énergie électrique et de gestion des flux énergétiques dans les produits Novéa Energies. Les compétences du CEA INES dans les batteries et leur gestion permettra de choisir la technologie de stockage la mieux adaptée aux contraintes très spécifiques des produits Novéa Energies. Nos travaux sur les CPL devront permettre d'intégrer cette technologie dans la gestion des batteries.

En parallèle, nous avons poursuivi jusqu'en 2011, des travaux portant sur l'électronique de puissance et en particulier sur les contraintes thermiques que subissent les semi-conducteurs. Ces travaux, menés en collaboration avec le laboratoire LGMPA (Laboratoire de Génie de Matériaux et Procédés Associés) spécialisé en thermique des matériaux, sont dans la continuité de mes activités industrielles [RICL.8][CICL.14-15]. En 2011, nous avons été sollicités pour écrire un chapitre de livre portant sur la modélisation des convertisseurs statiques sous Matlab Simulink. Cet ouvrage intitulé « MATLAB - A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications » est paru en 2012 aux éditions IN-TECH.

Mes activités, à la frontière de la conversion de l'énergie et de la communication, m'ont amené à reviewer pour divers articles traitant principalement des réseaux smartgrid : IET 2010, IET 2011, IEEE PES ISGT 2011, IEEE PES transaction on Smart Grid 2012 et Elsevier Energy Conversion & Management 2012 et 2013.

6 Encadrements Scientifiques

6.1 Encadrement doctoral

J'ai participé à l'encadrement de quatre thèses de doctorat dont une en convention CIFRE (durant mes années au sein d'Electronavale Technologie), une en contrat tripartite CTCI et deux financements ministériels.

« Modélisation et conception d'un modulateur auto-oscillant adapté à l'émulation d'organes de puissance »

- Thèse de doctorat de Jean-Christophe OLIVIER, débuté en septembre 2004 et soutenu le 5 décembre 2006.
- Encadrement :
Directeur de Thèse – LORON Luc.
Encadrant universitaire – Jean-Claude Le-Claire.
Encadrant industriel – Nicolas GINOT.
- Publications associées : [CICL.6]

A la suite de mes travaux de thèse portant sur les modulateurs auto-oscillant de type MRC (Modulateur Régulateur de Courant) et MRT (Modulateur Régulateur de Tension), l'entreprise Electronavale Technologie a poursuivi ses activités de recherche avec le laboratoire IREENA. Jean-Christophe OLIVIER a débuté une thèse CIFRE portant sur la modélisation et la conception d'un modulateur auto-oscillant adapté à l'émulation d'organes de puissance. Cette thèse s'est inscrite dans le cadre de travaux de développement que nous avons entrepris avec Renault et dont j'assumais la responsabilité technique. Les encadrants « universitaires » de cette thèse furent Jean-Claude LE CLAIRE et Luc LORON pour la direction. J'ai effectué l'encadrement « industriel » de ces travaux de thèse.

« Transmission de données par Courants Porteurs en Ligne sur un réseau Modulé en Largeur d'Impulsions »

- Thèse de doctorat de Marc-Anthony MANNAH, débuté en septembre 2007 et soutenu le 24 septembre 2010.
- Encadrement :
Directeur de Thèse – Mohamed MACHMOUM – (40%).

Encadrant – Nicolas GINOT – (30%).

Encadrant – Christophe BATARD – (30%).

- Publications associées : [RICL.6-7][RICL.2-3][OU.2][CICL.13][CICL.8-10]

La transmission de données par CPL est très développée pour les applications domestiques. Lors de ces travaux de thèse, nous avons débuté des activités sur les CPL dédiés aux réseaux de puissances que l'on retrouve entre un onduleur et sa machine. Ces travaux ont permis de montrer la faisabilité de la transmission de données sur ces réseaux très perturbés.

« Développement de modèles et de méthodes de calculs électriques et thermiques appliqués aux onduleurs à IGBT »

- Thèse de doctorat de Joe ANTONIOS, débuté en novembre 2008 et soutenu le 26 octobre 2011.
- Bourse ministérielle en collaboration avec le LGMPA.
- Encadrement :
Directeur de Thèse LGMPA – Yves SCUDELLER – (30%).
Directeur de Thèse IREENA – Mohamed MACHMOUM – (10%).
Encadrant IREENA – Nicolas GINOT – (30%).
Encadrant IREENA – Christophe BATARD – (30%).
- Publications associées : [RICL.8][CICL.14-15][CICL.11]

Durant ces trois années de thèse, nous avons travaillé sur la modélisation électrothermique des modules IGBT en boîtier ECONOPACK. Ces travaux ont fait suite aux travaux de master de Joe ANTONIOS financés par Electronavale Technologie. Ces travaux ont permis d'aboutir à des modèles thermiques compacts. Ces modèles permettent de simuler le comportement thermique de modules IGBT insérés dans des onduleurs dont les signaux modulant sont à très basse fréquence.

« Intégration de la technologie Lithium-ion dans un système photovoltaïque autonome »

- Thèse de doctorat de Jérémie JOUSSE, débuté en octobre 2011.
- Contrat CTCI (Contrat de Thèse CEA Industrie, équivalent CIFRE) tripartite CEA INES – Novéa Energies – IETR.
- Encadrement :
Directeur de Thèse - Jean François DIOURIS – (40%).
Encadrant IETR – Nicolas GINOT – (30%).
Encadrant CEA INES – Elisabeth LEMAIRE – (30%).

Les travaux abordés dans cette thèse consistent en l'étude d'un système photovoltaïque autonome. Ils sont pluridisciplinaires. Le CEA INES apporte son expertise sur les technologies de batterie et leur gestion associée. L'IETR intervient dans le cadre de la transmission d'information sur le réseau de puissance entre l'électronique de gestion des batteries et les consommateurs. Jérémie est basé de façon équitable entre le CEA INES (1/3), l'entreprise Novea Energies (1/3) et le laboratoire IETR (1/3).

6.2 Encadrement de master

J'ai participé à l'encadrement de cinq masters dont deux financés par des industriels pour lesquels je suis intervenu en tant que responsable scientifique (entreprise Caméon et Electronavale Technologie).

« Modèles électriques et thermiques de modules IGBT pour la conversion d'énergie »

- Stage de master de Joe ANTONIOS, soutenu en juillet 2008.
- Encadrement : Nicolas GINOT (50%), Christophe BATARD (50%).
- Contrat industriel avec l'entreprise Electronavale Technologie, rapport de 50 pages

« Gate Driving of IGBT by Wireless Transmission »

- Stage de master de Yu ZHOU, soutenu en juillet 2008.
- Encadrement : Nicolas GINOT (33%), Christophe BATARD (33%), Guillaume ANDRIEUX (33%).

« Amplificateurs audio de classe D : principe, asservissement et perturbations rayonnées »

- Stage de master de Paul SANGARE, soutenu en juillet 2009.
- Encadrement : Nicolas GINOT (50%), Christophe BATARD (50%).
- Contrat industriel avec l'entreprise Caméon, rapport de 42 pages et dossier technique d'une carte électronique prototype.

« Système d'éclairage autonome innovant »

- Stage de master de Hamady SYLLA au sein de l'entreprise Novéa Energies, soutenu en juillet 2011.
- Tuteurs : Nicolas GINOT (50%) Mohamed MACHMOUM (50%).

« Frequency analysis of a set cable-electrical motor for power line communication (plc) applications »

- Stage de master de Jiekai ZHOU, soutenu en juillet 2012.
- Encadrement : Nicolas GINOT (50%), Christophe BATARD (50%).

7 Production Scientifique

7.1 Articles en revue internationale avec comité de lecture [RICL]

[RICL.10] **C. BATARD, N. GINOT, M.A. MANNAH, C. MILLET, F. POITIERS:**
Development of a PLC modem for data transmission over a PWM power supply,
International Journal of Electronics (IJE), 2013, accepté à paraître

[RICL.9] **C. BATARD, F. POITIERS, N. GINOT, C. MILLET:**
Modelling and simulation of non-controlled and controlled rectifiers using Simulink,
International Review of Modelling and Simulations (IREMOS), août 2012, vol. 5, n°4, pp.
1389-1396

[RICL.8] **J. ANTONIOS, N. GINOT, C. BATARD, M. MACHMOUM, Y. SCUDELLER:**
A model reduction approach for constructing compact dynamic thermal models of IGBT-modules of inverters, Microelectronics Journal, juin 2012, vol. 43, n°6, pp 345-352

[RICL.7] **C. BATARD, N. GINOT, M.A. MANNAH, M. MACHMOUM:**
Power line communication concept an inverter-fed induction machine,
European Journal of Electrical Engineering (EJEE), décembre 2011, n°6, pp. 757-779

[RICL.6] **M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM:**
A PLC-based method for data transmission over a pulse width modulated network,
IEEE Transactions on Power Delivery, octobre 2011, vol. 26, n°4, pp. 2259 - 2266

[RICL.5] **F. POITIERS, C. MILLET, C. BATARD, N. GINOT:**
Simulation and experimental set of vector controlled induction machine using power line communication for speed measurement, International Review of Electrical Engineering (IREE), mars-avril 2011, vol. 6, n°2, pp. 671-678

[RICL.4] **C. BATARD, F. POITIERS, C. MILLET, N. GINOT:**
An original method to model and simulate AC-DC converters taking into account overlap phenomenon based on simulink, International Journal of Electrical Engineering Education (IJEEE), octobre 2011, vol. 48, n° 4, pp. 405-422

[RICL.3] **N. GINOT, M.A. MANNAH, C. BATARD, M. MACHMOUM:**
Application of power line communication for data transmission over PWM network,
IEEE Transactions on Smart Grid, sept 2010, vol. 1, n°2, pp. 178-185

[RICL.2] **M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM:**
Investigations on power line communication technology for motor drive application,
International Review of Electrical Engineering, avril 2010, vol. 5, n°2, part A, pp 542-551

[RICL.1] **N. GINOT, J.C. LE CLAIRE, L. LORON:**
Augmentation de la dynamique d'un onduleur par structure multi-convertisseur,
Revue Internationale de Génie Electrique, 2006, vol. 9, n°2-3, pp 267-297

7.2 Ouvrages [OU]

[OU.2] **M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM(1):**
Application of power line communication for data transmission over a PWM network,
dans l'ouvrage "Power Line Communication Technologies for Smart Grids, Smart Cars,
and Smart Homes", Kindle Edition, février 2012, chap. 4, 30 pages

[OU.1] **C. BATARD, F. POITIERS, N. GINOT, C. MILLET:**
Simulation of power converters using Matlab-Simulink,
dans l'ouvrage "MATLAB - A Fundamental Tool for Scientific Computing and
Engineering Applications" – , IN-TECH Editions , 2012, ISBN 978-953-51-0750-7, vol. 1,
chap. 3, pp. 43-68

7.3 Conférences internationales avec comité de lecture et actes [CICL]

[CICL.15] **J. ANTONIOS, C. BATARD, Y. SCUCELLER, N. GINOT, M. MACHMOUM:**
*Methodology for constructing a compact electro-thermal model for IGBT-based power
inverters,* ELECTRIMACS 2011, 6-8 juin 2011, Cergy-Pontoise, France, 6 pages

[CICL.14] **J. ANTONIOS, C. BATARD, N. GINOT, Y. SCUDELLER, M. MACHMOUM:**
*Construction of a multi-frequency compact electro-thermal model for IGBT-based power
inverters,* 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 30
août-1er septembre 2011, Birmingham, UK, 10 pages

[CICL.13] **N. GINOT, C. BATARD, M.A. MANNAH, M. MACHMOUM:**
Data transmission over an inverter-fed induction machine,
IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives
(POWERENG), 11-13 mai 2011, Malaga, Espagne, 6 pages

[CICL.12] **F. POITIERS, C. MILLET, C. BATARD, N. GINOT:**
*Vector control of an induction machine using power line communication for speed
measurement.,* IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical
Drives (POWERENG), 11-13 mai 2011, Malaga, Espagne, 6 pages

[CICL.11] **J. ANTONIOS, N. GINOT, C. BATARD, Y. SCUDELLER, M.
MACHMOUM:**
*Electro-thermal investigation of silicon power inverters operating at low switching
frequencies,* IEEE-EuroSimE'10, 26-28 avril 2010, Bordeaux, France, 5 pages

[CICL.10] **M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM:**
Characterization of a new PLC Modem for an industrial application, 13th European
Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 8-10 septembre 2009,
Barcelone, Espagne, 9 pages

[CICL.9] **M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM:**
Power line communication over feeder cables in an industrial environment, IEEE
International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC),
29 mars-2 avril 2009, Dresde, Allemagne, 6 pages

[CICL.8] **M.A. MANNAH, N. GINOT, C. BATARD, M. MACHMOUM:**
Data transfer through the moto feeder cable in an industrial application, Applied power
electronics conferences and expositions (APEC), 15-19 février 2009, Washington DC,
USA, 6 pages

[CICL.7] **C. BATARD, G. ANDRIEUX, N. GINOT, M.A. MANNAH:**
Wireless transmission of IGBT driver control, Applied power electronics conferences and
expositions (APEC), 15-19 février 2009, Washington DC, USA, 6 pages

[CICL.6] **J.C. OLIVIER, J.C. LE CLAIRE, L. LORON, N. GINOT:**
A self oscillating voltage controller for applications with high bandwidth, 32nd Annual
Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 7-10 novembre 2006,
Paris, France, 6 pages

[CICL.5] **J.C. LE CLAIRE, L. MENAGER, J.C. OLIVIER, N. GINOT:**
Isolation amplifier for high voltage measurement using a resonant control loop, 11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 11-14 September 2005, Dresden, Allemagne, 10 pages

[CICL.4] **N. GINOT, J.C. LE CLAIRE, L. LORON:**
Active loads for Hardware in the Loop emulation of electro-technical bodies, 31nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 6-10 novembre 2005, Raleigh, Caroline du Nord, USA, 6 pages

[CICL.3] **J.C. LE CLAIRE, A. RADOUANE, N. GINOT, R. MOREAU:**
Simple topology and current control for fast AC/DC converter with unity power factor, 11th International Power Electronics and Motion Control Conferences (EPE-PEMC), 2-4 septembre 2004, Riga, Lethonie, 7 pages

[CICL.2] **J.C. LE CLAIRE, R. MOREAU, N. GINOT:**
A resonant voltage controller for fast regulation of a three-phase voltage source, 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 2-4 septembre 2003, Toulouse, France, 10 pages

[CICL.1] **N. GINOT, J.C. LE CLAIRE:**
High quality voltage source using a multi-converter strategy, 10th International Power Electronics and Motion Control Conferences (EPE-PEMC), 9-11 septembre 2002, Cavtat & Dubrovnick, Croatie, 9 pages

7.4 Conférences nationales avec comité de lecture et actes [CNCL]

[CNCL.5] **N. GINOT, C. BATARD, C. MILLET, F. POITIERS:**
CPL sur réseau MLI : application à l'électronique de puissance, 14ème édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF), 5-7 juillet 2012, Bordeaux, France, 6 pages

[CNCL.4] **C. MILLET, F. POITIERS, C. BATARD, N. GINOT:**
Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec vitesse mesurée par l'intermédiaire de modems CPL : étude de faisabilité sur un réseau MLI, 14ème édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF), 5-7 juillet 2012, Bordeaux, France, 7 pages

[CNCL.3] **C. BATARD, N. GINOT, J. ANTONIOS, Y. SCUDELLER:**
Analyse électrothermique des modules IGBT. Modélisation et expérimentation,

14ème édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF), 5-7 juillet 2012, Bordeaux, France, 6 pages

[CNCL.2] **N. GINOT, C. BATARD, M.A. MANNAH, M. MACHMOUM:**
Transmission de données sur un réseau MLI, 13ème édition Conférence d'Electronique de Puissance du Futur (EPF), 30 juin - 2 juillet 2010, Saint-Nazaire, France, 6 pages

[CNCL.1] **J. ANTONIOS, N. GINOT, C. BATARD, Y. SCUDELLER, M. MACHMOUM:**
Modélisation électrothermique des onduleurs fonctionnant à très basse fréquence, 13ème édition Conférence d'Electronique de Puissance du Futur (EPF), 30 juin – 2 juillet 2010, Saint-Nazaire, France, 6 pages

- II - Expériences de recherches

1 Contexte

Ce chapitre est consacré à la présentation de mes activités de recherche depuis 2001. Il se décompose en trois parties :

- La première présente mes activités de recherche au sein de l'entreprise Electronavale Technologie, avant ma nomination en tant que maître de conférences, et avec de nombreuses collaborations avec le laboratoire IREENA sur la période 2001 - 2007.

- La deuxième partie relate une activité de recherche portant sur la « modélisation électrothermique des modules IGBT » débutée au sein du laboratoire IREENA en 2008. Ces travaux portant sur les modèles électrothermiques des modules IGBT ont été la continuité de mes travaux industriels au sein de la société Electronavale Technologie et se sont parfaitement inscrits dans le cadre des recherches effectuées au pôle Energie du laboratoire IREENA.

- Dans la dernière partie, nous abordons « le transport d'informations sur les réseaux Modulés en Largeur d'Impulsions (MLI) à l'aide de Courants Porteurs en Ligne (CPL) ». Cette activité portant sur les CPL, initiée en 2007 sous l'impulsion de Serge Toutain alors Directeur du laboratoire IREENA, a permis de créer une synergie entre l'équipe travaillant sur la conversion statique de l'énergie électrique et l'équipe spécialisée en communication numérique. Cette activité est pluridisciplinaire ce qui en fait toute son originalité.

J'ai débuté mes travaux de recherche sur les CPL sur le site Nantais du laboratoire IREENA. Cela m'a permis de côtoyer et d'échanger avec mes collègues de l'équipe « Systèmes Embarqués Communicants (SEC) » et ainsi de bénéficier de leurs compétences et du matériel relatif à ce domaine. La thèse de doctorat de Marc-Anthony Mannah a marqué le début de ces activités à la frontière de l'électronique de puissance et des communications numériques sur le site de Nantes. Ma formation initiale en électronique de puissance et mon expérience industrielle dans ce domaine et en CEM ont été appréciables et ont grandement facilité la tâche. En revanche, il m'a été indispensable de fournir un travail conséquent dans le domaine des communications numériques afin de répondre à

cette conversion thématique. Les travaux de recherches sur les CPL pour réseaux MLI sont devenus peu à peu mon activité principale.

Dans le cadre de la préparation du contrat quadriennal 2012-2106, l'année 2011 a été marquée par une réorganisation au sein du laboratoire IREENA. Un rapprochement a été envisagé entre les équipes « Systèmes Embarqués Communicants (SEC) » et « Dispositifs et Technologies pour les Systèmes Communicants (DisCo) » du pôle « Sciences et Technologies en Informatique et Communication (STIC) » du laboratoire IREENA et le laboratoire IETR. Le pôle Energie, basé à Saint Nazaire et dont je dépendais à l'époque, a conservé le nom *IREENA*. Les activités portant sur les CPL ont été incluses dans l'équipe « Systèmes de Communications Numériques (SCN) » du laboratoire IETR et j'ai ainsi intégré ce laboratoire en tant que membre permanent en janvier 2012.

2 Emulateur d'organes électrotechniques, commande par régulateurs auto-résonnants

Encadrement* associé à ce travail :

v *Thèse de doctorat de M. Jean-Christophe OLIVIER*

* Encadrement industriel

Collaborations associées à ce travail :

v *Electronavale Technologie, Laboratoire IREENA, Direction de l'Ingénierie Electrique et des Systèmes Electroniques du groupe Renault*

2.1 Introduction

Les travaux présentés dans cette partie s'inscrivent dans mes activités de recherche effectuées au sein de la société Electronavale Technologie. Ils ont été initiés en 2001 pour débiter réellement pendant l'année 2002. Je commençais à cette époque mes travaux de thèse de doctorat. Un contrat CIFRE avait été signé entre Electronavale Technologie et le laboratoire IREENA (ce dernier s'appelait à cette époque LARGE pour Laboratoire Atlantique de Recherche en Génie Electrique). Lors de mon stage de Master soutenu en 2001, j'ai travaillé sur des procédés de régulation de courants et de tensions respectivement nommés MRC et MRT, pour Modulateur Régulateur de Courant et Modulateur Régulateur de Tension. Ces régulateurs avaient fait l'objet d'un dépôt de brevet en 1997 ; l'entreprise Natec (absorbée en 2000 par le groupe Electronavale) et le Laboratoire IREENA étant co-inventeur. En 2001, j'ai débuté mes travaux de thèse portant sur les structures multi-convertisseurs pilotées avec les régulateurs MRC et MRT dans le but d'augmenter la dynamique des convertisseurs statiques [CLA03]. Les premiers résultats obtenus en 2002 ont permis de répondre positivement à une demande de la Direction de l'Ingénierie Electrique et des Systèmes Electroniques (DIESE) du groupe Renault. A cette époque l'industrie automobile mettait en œuvre la simulation Hardware In the Loop (HIL) dans le cadre du développement d'actionneurs tels que les systèmes ABS [JAE01] ou les groupes motopropulseurs [RAM01][SCH01]. Cette demande portait sur le développement de bancs de test permettant d'émuler la totalité des consommateurs électriques présents au sein d'un véhicule à moteur thermique ou électrique à l'aide d'une structure HIL. Ce projet s'est déroulé en trois grandes étapes qui se sont étalées de 2002 à 2007.

La première étape fut le développement d'un démonstrateur capable d'émuler une batterie puis l'alternateur d'un véhicule à moteur thermique. Cette première demande fut examinée durant mes travaux de thèse. Nous devions étudier un convertisseur statique capable de jouer des modèles Matlab développés et fournis par l'ingénierie du groupe Renault. Un prototype fut fabriqué par Electronavale Technologie puis livré au laboratoire IREENA pour caractérisation.

La deuxième étape, débutée en 2003, fut l'industrialisation de la première génération de Charge Active Courant CAC et de Charge Active Tension CAT. Les CAC assuraient l'émulation d'organes tels que les batteries et les CAT assuraient l'émulation des organes de conversion électromécanique tels que les moteurs et générateurs triphasés. Les CAC et CAT devaient pouvoir fournir jusqu'à 300A sous 250V dans les quatre quadrants et jusqu'à 2,5kHz. Une première livraison de CAC, CAT et de baies d'alimentation a eu lieu en 2005 afin d'équiper six postes de test au sein du groupe Renault. Ces postes de travail sont appelés des Postes de Travail et d'Intégration Puissance PTIP. Au niveau de chaque PTIP, les ingénieurs de développement ont accès aux liaisons de puissance des charges actives afin d'assurer leurs raccordements avec le réseau électrique d'un véhicule ou plus particulièrement un élément sous test du véhicule. Etant donné les courants et tensions mis en jeu, les PTIP sont exclusivement des lieux de raccordement. Les modèles Matlab joués par les charges actives sont localisés dans un module Dspace au sein même de chaque charge active. Le pilotage de l'ensemble des PTIP s'effectue à partir d'un poste de contrôle général qui supervise toutes les charges actives, les organes véhicules ainsi que les baies de servitude.

A l'issue des investigations menées par les ingénieurs Renault sur cette première génération de charge active, il a été décidé de démarrer un nouveau projet visant à étendre de façon considérable la puissance des charges actives et de les implanter dans un bâtiment dédié à l'émulation d'organes de très forte puissance. Les organes électrotechniques visés étaient destinés aux véhicules électriques ou hybrides. Ainsi, dès 2004 des études de faisabilité ont été menées sur les aspects concernant l'électronique de puissance et la régulation rapide de type MRT de nouvelle génération, appelée MRT_{v2} [OLI01]. Cette dernière étude fut l'objet de la thèse de doctorat de Jean-Christophe Olivier dont j'assurais l'encadrement industriel. Cette thèse fut financée en partie par Electronavale Tehnologie et par le groupe Renault. De nouvelles générations de Charge Active Courant de Forte Puissance CACFP et de Charge Active Tension de Forte Puissance CATFP furent livrées en fin d'année 2007, capables de fournir 500A sous 850V en régime triphasé. Pour cette génération, la fréquence du signal modulant fut limitée à 1,5kHz. Cette valeur est plus faible que la première génération mais correspond aux caractéristiques extrêmes des machines électriques dédiées à la traction de véhicules électriques. L'ensemble de ces charges actives équipe le laboratoire de test de la DIESE du groupe Renault et permet l'émulation de tous les organes électrotechniques

présents au sein d'un véhicule. Cet ensemble constitue une boucle d'émulation HIL. Je présenterai par la suite quelques éléments retraçant ce projet et plus particulièrement la dernière génération de charges actives CACFP et CATFP. Les acronymes CAC et CAT seront désormais utilisés pour désigner une Charge Active Courant et une Charge Active Tension classique et/ou de forte puissance.

2.2 Principes de l'émulation HIL (Hardware In the Loop)

L'émulation HIL consiste à intégrer des éléments réels au sein d'une boucle de simulation. Une partie du système étudié est simulée à l'aide de calculateurs et génère des stimuli dédiés à des organes électrotechniques réels. Dans le cas présent, ces organes électrotechniques peuvent être des consommateurs présents dans les véhicules comme par exemple des calculateurs d'injection, des onduleurs de climatisation, des variateurs de vitesse pour moteurs de traction... Le modèle de simulation génère aussi des stimuli dédiés aux charges actives qui remplacent des organes normalement présents dans un véhicule. Par exemple, une CAC peut émuler le comportement d'un pack batterie pour véhicule électrique. Une CAT peut quant à elle remplacer un moteur de traction. Dans ces deux cas très courants, les avantages sont respectivement l'absence d'éléments chimiques et l'absence de machines tournantes dans les laboratoires d'intégration ce qui n'était évidemment pas le cas auparavant. Aussi, il est possible d'effectuer des campagnes de mesures en maîtrisant parfaitement l'ensemble des paramètres et d'assurer la reproductibilité des tests.

A titre d'exemple, la Figure 1 montre l'utilisation de deux CAT pour émuler deux moteurs électriques de traction et une CAC pour l'émulation d'un pack batterie. Ces trois charges actives sont connectées à un variateur de vitesse sous test capable de piloter deux machines électriques. Des filtres dits « d'application » sont connectés entre les charges actives et l'élément sous test. Sur cette figure n'apparaissent pas les liaisons numériques permettant d'échanger des données avec les postes de supervision. De la même manière, les calculateurs Dspace et les liaisons numériques de synchronisation et d'échanges d'informations avec les postes de supervisions ne sont pas mis en exergue. Cette boucle HIL complexe a fait l'objet de nombreux essais au sein du groupe Renault qui ne sont malheureusement pas diffusables dans mon rapport d'HDR. En revanche, certains travaux ont été publiés et sont présentés dans ce mémoire.

Mais avant, abordons la structure générale des charges actives et des baies de servitudes associées. Vu de l'extérieur, une charge active est un convertisseur recevant une tension continue sur son bus d'alimentation et fournissant des courants ou tensions alternatifs en sortie. Deux structures ayant chacune leurs avantages et inconvénients sont à envisager. La

première est basée sur la mise en commun des bus continus d'alimentation des charges actives, avec l'inconvénient de l'apparition de courant de mode commun. La deuxième structure, plus complexe, fait intervenir des baies de servitude, isolées galvaniquement et réversibles en énergie pour assurer la connexion des charges actives entre elles.

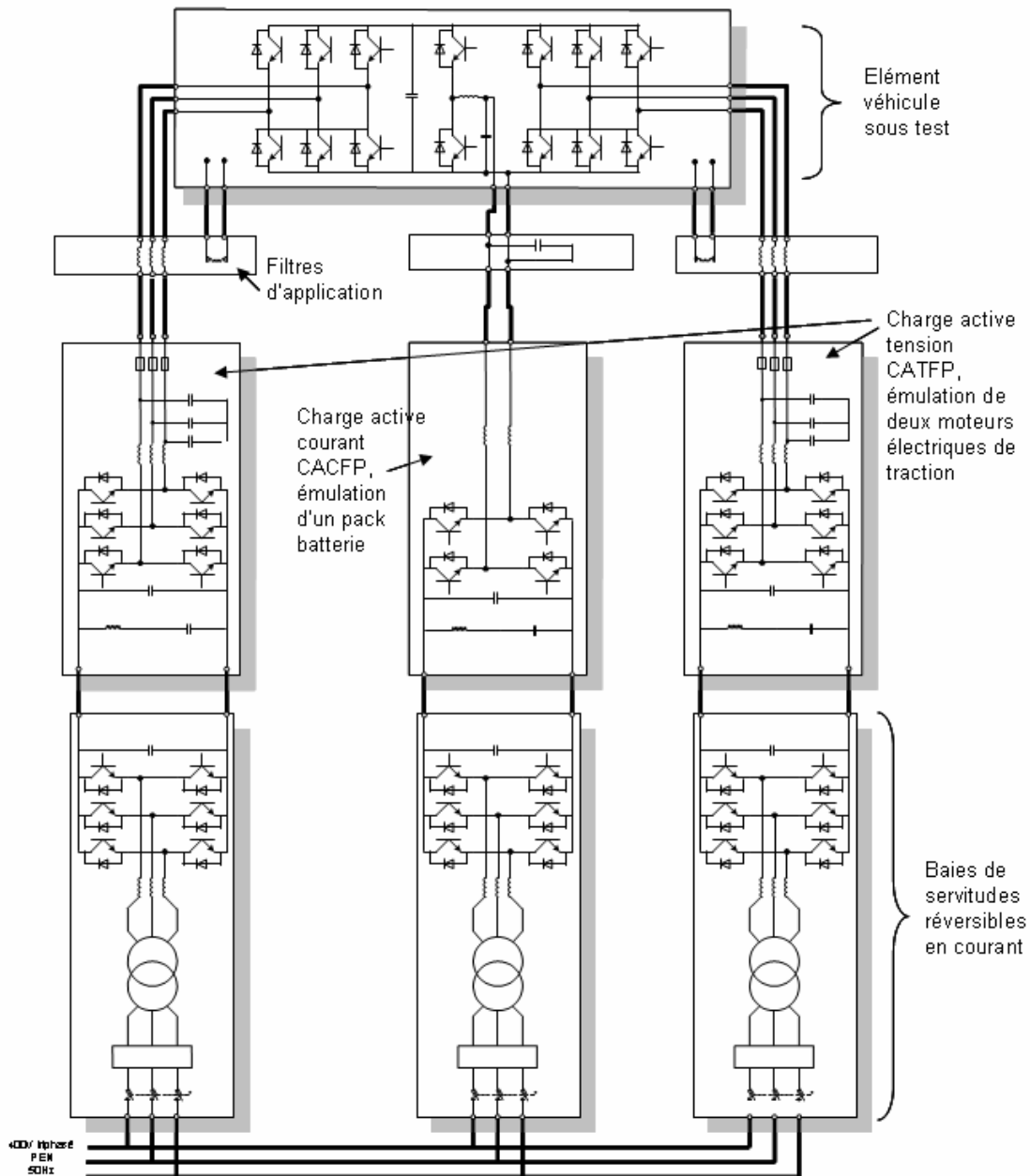


Figure 1 : Emulation d'un ensemble "batterie - groupe motopropulseur" pour véhicules électriques. Structure d'émulation HIL mettant en oeuvre deux charges actives tension et une charge active courant.

2.2.1 Mise en évidence des courants de mode commun

La première structure consiste à mettre en commun l'ensemble des bus continus de toutes les charges actives. Cela permet de simplifier grandement les échanges d'énergie. En revanche, l'absence d'isolation galvanique entre chaque charge active engendre la circulation de courants de mode commun qui se propagent sur les lignes positives et négatives du bus continu. Des travaux effectués en partenariat avec le laboratoire IREENA ont permis de lever le doute quant à la faisabilité d'une telle structure. Une étude théorique a permis de montrer la nécessité de contrôler de façon indépendante l'ensemble des courants sortant des charges actives. Ce contrôle devait permettre de réguler le courant de mode différentiel en imposant un courant de mode commun nul. Cette étude a ensuite été validée sur trois charges actives prototypes monophasées. La structure retenue pour cette étude a été la suivante :

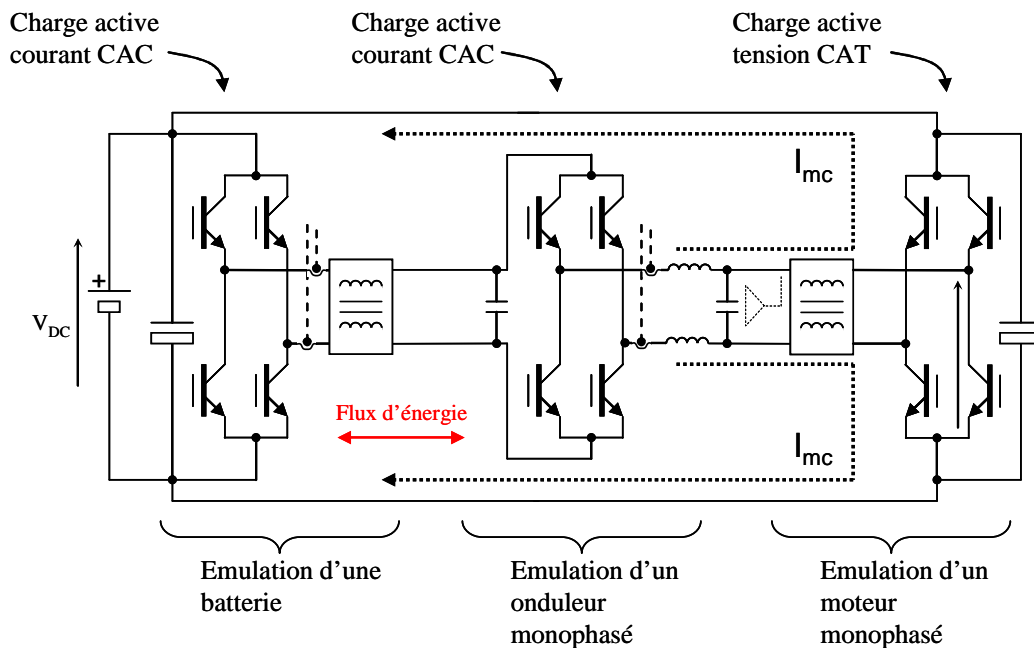


Figure 2 : Structure d'étude de la circulation des courants de mode commun entre charges actives

Au sein de cette structure, on retrouve une charge active courant qui assure la régulation d'une tension continue à partir de la tension du bus continu V_{dc} . Cette charge active alimente le bus continu d'une autre charge active courant qui produit un courant sinusoïdale. Cette charge active fonctionne en onduleur, ou plus précisément en variateur de vitesse. Enfin la dernière charge active, de type tension, émule un consommateur comme

par exemple un moteur monophasé. Le flux d'énergie transite à travers ces trois charges actives. Le sens de circulation de l'énergie est maîtrisé grâce à la charge active tension qui émule le moteur électrique. Une source externe assure la stabilisation de la tension V_{dc} et fournit les pertes de l'ensemble. En collaboration avec Jean-Christophe Olivier, qui débutait ses travaux de doctorat, nous avons développé des modèles de simulation de charge active permettant de mettre en évidence la circulation des courants de mode commun au sein d'une telle structure. Nous nous sommes intéressés au cas simplifié présenté à la Figure 3. Dans cette situation, il est possible d'écrire les relations mathématiques simples qui régissent l'évolution des courants de mode différentiel et des courants de mode commun.

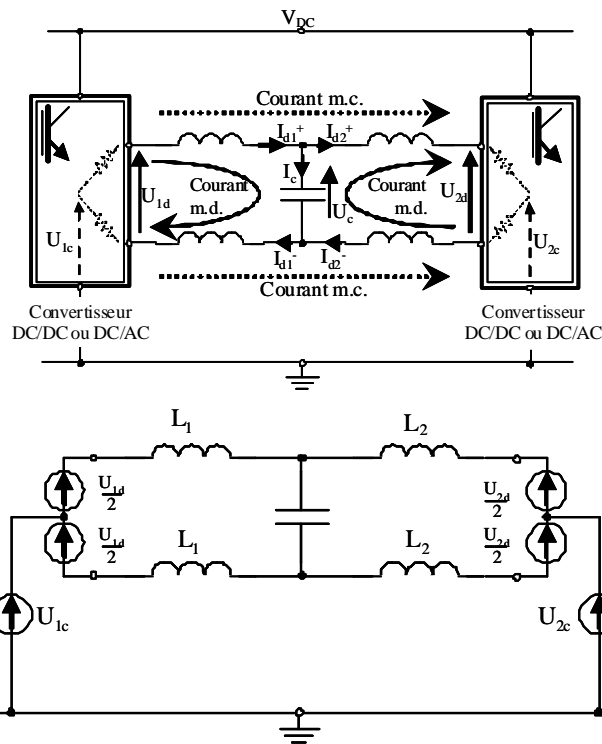


Figure 3 : Analyse de la circulation des courants de mode différentiel et de mode commun

$$\begin{cases}
 i_{d1^+}(t) = \frac{1}{2L_1} \int (U_{1d} - U_c) dt \\
 i_{d2^+}(t) = \frac{1}{2L_2} \int (U_{2d} - U_c) dt \\
 i_{c1}(t) = \frac{2}{L_1 + L_2} \int (U_{1c} - U_{2c}) dt \\
 i_{c2}(t) = -i_{c1}(t)
 \end{cases} \quad (1)$$

A la lecture de ces relations, on voit très clairement qu'une légère différence sur les tensions moyennes de mode commun U_{1c} et U_{2c} fait apparaître une tension moyenne non nulle aux bornes de l'inductance équivalente $2 / (L_1+L_2)$. Cette tension peut être constituée d'une composante continue et d'une composante alternative. La composante continue est problématique puisqu'elle engendre une évolution difficilement contrôlable des courants de mode commun. La composante alternative contribue à augmenter l'ondulation résiduelle des courants mais peut être maîtrisée. En pratique, les inductances L_1 et L_2 ont en général leurs enroulements réalisés sur le même circuit magnétique afin de réduire le volume de ces éléments. L'inductance équivalente vue par les courants de mode commun devient très faible et se résume à la somme des inductances de fuites de L_1 et L_2 . Dans ce cas, le contrôle des courants de mode commun devient impossible. Nous avons effectué des simulations montrant l'évolution du courant de mode commun en fonction d'une tension de décalage imposée entre U_{c1} et U_{c2} . Ces résultats montrent que quelques volts de décalage se traduisent par la circulation de plusieurs dizaines d'ampère de courant de mode commun. La Figure 4 présente des relevés effectués sur les charges actives prototypes. Les résultats obtenus montrent bien l'aspect critique du phénomène de décalage des points de fonctionnement sur le système. Tant que la tension de décalage est inférieure à 1V en valeur absolue, le courant de mode commun reste inférieur à 3A. Au-delà de ce seuil, le courant augmente beaucoup plus rapidement. Pour une tension de décalage de 2V, on mesure un courant de mode commun de 25A correspondant à une conductance de 12,5S.

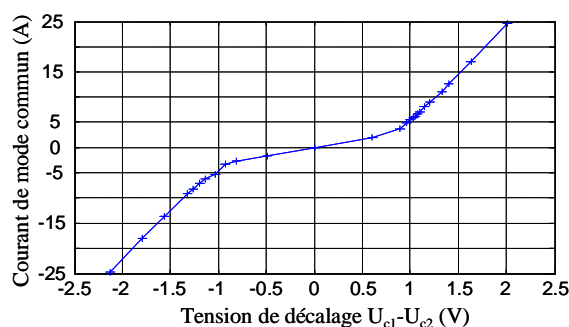


Figure 4 : Evolution du courant de mode commun en fonction de la tension de décalage $U_{c1}-U_{c2}$

Ces régimes de fonctionnement sont à envisager dans le cas des charges actives qui, rappelons le, doivent permettre d'émuler tous les types d'organes électrotechniques. Cette limitation ne peut pas être acceptable. Une solution consiste à ajouter un asservissement en courant pour chaque bras des charges actives courants.

2.2.2 Structure de contrôle du courant de mode commun ou isolation galvanique ?

La méthode de contrôle du courant de mode commun consiste à intégrer un asservissement en courant supplémentaire dans les charges actives courant. En imposant deux consignes de courant opposé à chaque boucle d'asservissement, il est possible de réduire, en théorie, le courant de mode commun (Figure 5 et Figure 6). La précision de mesure des courants ainsi que la qualité des asservissements limiteront en réalité la circulation du courant de mode commun. Des études ont montré que l'offset présent sur les capteurs et les erreurs statiques des régulateurs de type MRC ne sont pas contraignants.

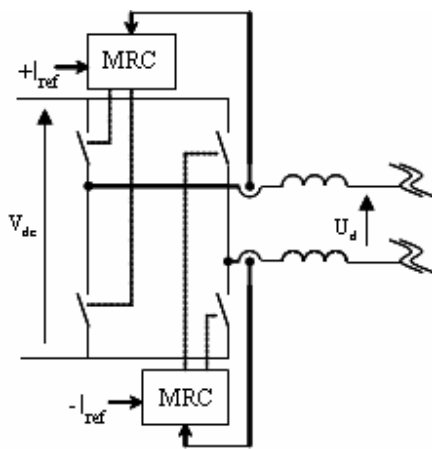


Figure 5 : Asservissement des courants différentiels pour annulation du courant de mode commun

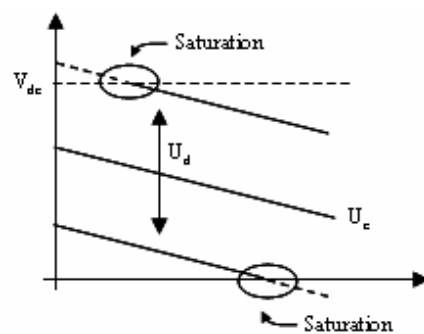


Figure 6 : Phénomène de saturation et perte de contrôle du courant de mode commun

L'ajout d'un régulateur de courant sur le deuxième bras a permis de réduire considérablement la conductance entre la tension de décalage et le courant de mode commun. Le relevé de la Figure 7 montre l'évolution du courant de mode commun en fonction de la tension de décalage avec ce nouvel asservissement.

On voit très clairement que le contrôle du courant de mode commun est relativement efficace tant que l'on n'atteint pas un régime non linéaire lié à un phénomène de saturation. En effet, avec une tension de bus continu V_{dc} égale à 150V et une tension différentielle de 80V, on constate une saturation pour une tension de décalage normalisée de 0,72 soit un décalage d'environ 108V. Ceci est dû au fait que la tension différentielle s'établit équitablement autour de la tension de mode commun. Si cette tension de mode commun diminue ou augmente fortement, l'un des deux bras se retrouvera « collé » au 0V ou au V_{dc} , et plus aucun contrôle ne sera possible.

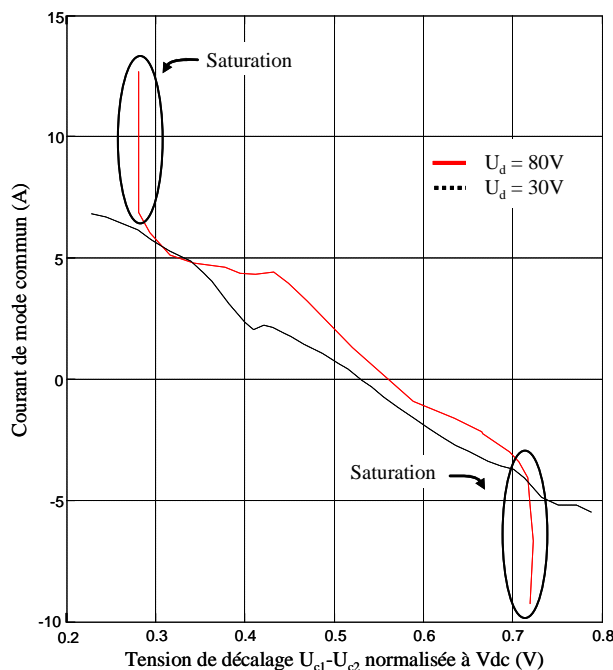


Figure 7 : Evolution du courant de mode commun en fonction de la tension de décalage avec un asservissement par bras de charge active. Relevés effectués avec Vdc = 150V.

Malgré ces résultats satisfaisants en termes de contrôle du courant de mode commun, il a été décidé de ne pas retenir une solution sans isolation galvanique. La principale raison fut cette limitation de la tension de décalage afin d'éviter d'atteindre la saturation. Aussi, le courant de circulation lié aux découpages des onduleurs est un véritable problème. La limitation de ces courants ne peut être effectuée qu'avec l'ajout d'inductance sur les bus continus de chaque charge active. La limitation de cette ondulation résiduelle à 1,5A pour une fréquence de 30kHz, avec un bus continu de 850V demande l'insertion d'inductances de mode commun de 8mH ! Ces inductances sont aussi parcourues par le courant utile (de mode différentiel) estimé à 215A pour les charges actives de forte puissance. Ainsi, la solution avec contrôle du courant de mode commun par ajout d'un asservissement par bras de charge active courant ne fut pas retenue. Une isolation galvanique fut intégrée dans les baies de servitude comme évoquée à Figure 1.

2.3 L'émulation d'organes électrotechniques : batteries et moteurs

Les charges actives courant sont surtout utilisées pour l'émulation de batteries. Lors des premières études, il était question d'émuler des batteries de véhicules à moteur thermique. Durant leur cycle de vie, ces batteries sont soumises au démarrage du moteur thermique. Lors du premier démarrage à froid, la batterie est très fortement sollicitée et

l'évolution de la tension présente à ses bornes doit respecter un gabarit imposé par les constructeurs automobiles. Durant ce premier cycle de démarrage, l'ensemble des calculateurs présents dans le véhicule doit fonctionner et ce malgré l'évolution quelque peu chaotique de la tension du réseau de bord. Ces tests sont relativement complexes à mettre en œuvre sur un véhicule car ils sont effectués lors du premier démarrage et dépendent de l'état de charge et de vieillissement de la batterie. L'émulation d'une batterie pour effectuer des campagnes de test de « premier démarrage » trouve tout son intérêt. De la même manière, l'émulation d'un alerno-démarrreur a été présentée à IECON en 2005 [CICL.4]. Je vais profiter de ces deux exemples d'émulation pour aborder le principe des modulateurs de type MRC, MRT et MRT_{v2}; ce dernier ayant été développé durant la thèse de Jean-Christophe Olivier et implanté dans les dernières générations de charges actives tension de forte puissance. Ce régulateur de tension est composé d'une boucle de courant à base d'un MRC. Quelques résultats d'émulation de batterie et d'alerno-démarrreur seront discutés.

2.3.1 Les modulateurs et régulateurs auto-résonnants

Nous allons nous intéresser dans un premier temps au principe du Modulateur Régulateur de Courant MRC [CLA01]. Par la suite, l'extrapolation de ce principe au MRT et MRT_{v2} sera évidente. Avant tout, rappelons le fonctionnement des oscillateurs sinusoïdaux. La structure d'un oscillateur sinusoïdal est composée d'un gain dans la chaîne directe et d'un réseau déphaseur dans la chaîne de retour comme présentée à la figure ci-dessous.

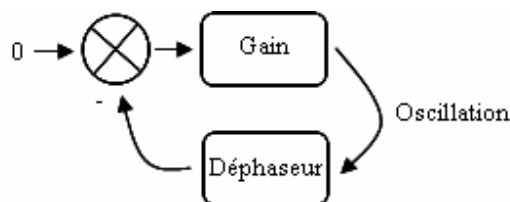


Figure 8 : Structure générale d'un oscillateur sinusoïdale

La mise en oscillation de cette boucle dépend de deux caractéristiques qui sont l'évolution du gain et de la phase de la boucle en fonction de la fréquence. Le critère de Barkhausen dit que « la condition d'oscillation sera respectée s'il existe une fréquence pour laquelle le gain de la boucle est supérieur ou égal à 0dB et que le réseau déphaseur apporte un retard de phase de 180° ». Pour respecter la condition de phase, le réseau déphaseur devra être construit à l'aide d'une structure au minimum d'ordre trois.

Appliquons ce critère au cas de la commande des onduleurs. Pour ce faire, le gain est remplacé par la fonction onduleur modélisée comme un gain G_0 . Le réseau déphaseur est

décomposé en deux parties. Une première partie est identifiable à un filtre passe bas du premier ordre appelé $F_1(p)$ correspondant à la fonction de transfert « tension vers courant » d'une charge de type inductive. Une deuxième partie est identifiable à un filtre passe bas du second ordre nommé $F_2(p)$. Le schéma devient alors :

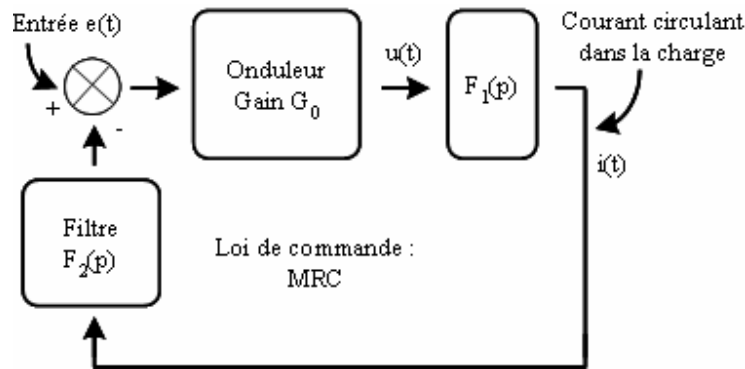


Figure 9 : Structure simplifiée d'un Modulateur Régulateur de Courant MRC

Avec R et L étant les éléments d'une charge considérée inductive, ζ et ω_0 étant les paramètres d'un filtre passe bas du deuxième ordre, nous pouvons écrire :

$$F_1(p) = \frac{I(p)}{U(p)} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L}{R}p} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau \cdot p}$$

$$F_2(p) = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot \zeta \cdot p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (2)$$

La présence d'un onduleur, élément non linéaire, dans la boucle permet de satisfaire la condition de gain du critère de Barkhausen [BOI01]. Il est aussi montré que la boucle entre en oscillation contrôlée pour une fréquence f_{osc} proche de la fréquence de coupure du filtre de fonction de transfert $F_2(p)$.

Le calcul précis de la fréquence d'oscillation du système est donné par la formule suivante. Ce résultat est issu de la recherche d'une fréquence f_{osc} satisfaisant la condition de phase du critère de Barkhausen, c'est-à-dire permettant d'avoir une rotation de phase de -180° apportée par le produit de la chaîne directe et de la chaîne de retour.

$$f_{osc} = f_o \sqrt{1 + \frac{2\zeta}{\omega_0 \tau}} \quad (3)$$

Dans la pratique, le produit $\omega.\tau$ est supérieur à 10. Ainsi, pour des valeurs raisonnables de ξ (0.5 à 1), la fréquence d'oscillation est très peu sensible aux paramètres R et L de la charge.

Dans le cas du MRC, la grandeur de sortie à mesurer, permettant d'assurer l'entretien de l'oscillation, est le courant de charge. Ce courant est composé de composantes à basse fréquence, liées au courant utile consommé par la charge, et de courants à haute fréquence liés au découpage de l'onduleur. Cette dernière composante est mesurée et injectée dans la boucle d'oscillation. Dans une grande majorité des cas, l'ondulation résiduelle du courant de découpage est importante vis-à-vis du courant utile. Les raisons sont que la limitation de cette ondulation résiduelle demande l'emploi d'inductances de filtrage imposantes et/ou d'augmenter la fréquence de découpage de l'onduleur. Dans le cas des charges actives qui véhiculent plusieurs centaines d'ampères, les inductances de filtrage sont limitées à quelques dizaines de μH (entre $30\mu\text{H}$ et $100\mu\text{H}$) et la fréquence de découpage se situe autour de 15kHz. Pour un bus continu de 850V, l'ondulation résiduelle peut atteindre 200A pour certaine charge active. Il est ainsi aisé de mesurer la composante résiduelle de découpage du courant et ainsi entretenir l'oscillation du MRC.

En revanche, dans le cas du MRT, la grandeur asservie est la tension de sortie présente aux bornes d'un condensateur de filtrage d'une cellule LC [CLA02]. Rappelons que le MRT est utilisé pour réguler la tension en sortie des charges actives tensions qui ont pour fonction l'émulation de machines électriques. En réalité, les inductances propres des machines émulées sont câblées dans le filtre applicatif. Les charges actives tensions, doivent alors émuler les forces contre-électromotrices de ces machines. L'entretien de l'oscillation de la boucle du MRT est assuré par la mesure de la tension de sortie qui présente une composante à la fréquence utile et une composante à haute fréquence. Cette dernière correspond à l'ondulation résiduelle liée au découpage de l'onduleur. On voit apparaître un compromis entre la qualité de la tension de sortie et l'entretien de l'oscillation de la boucle du MRT. Dans le cas des charges actives de forte puissance, nous n'avons pas trouvé de compromis satisfaisant car l'ondulation résiduelle restait toujours trop importante au regard des contraintes imposées par Renault. Les travaux effectués avec Jean-Christophe Olivier durant sa thèse de doctorat ont permis d'aboutir à la réalisation d'une nouvelle structure électronique de commande baptisée MRT_{v2} et industrialisée par la société Electronavale Technologie. Ce nouveau régulateur auto-résonnant intègre une boucle de courant et une boucle de tension qui évitent la mesure de l'ondulation résiduelle de la tension de sortie.

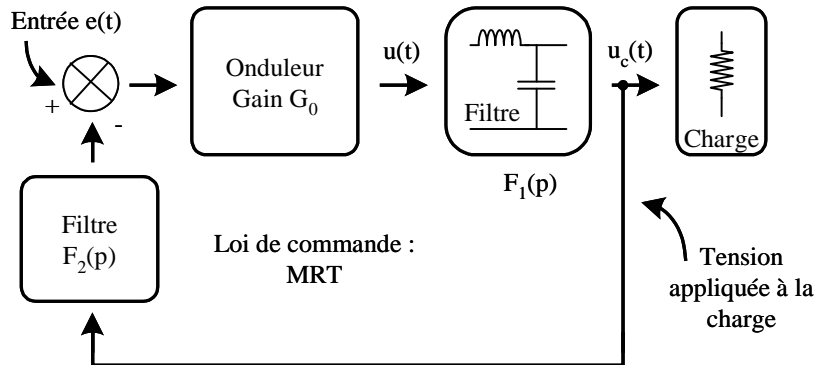


Figure 10 : Structure simplifiée du Modulateur Régulateur de Tension MRT

La structure simplifiée du MRT est présentée à la Figure 10. On retrouve l'onduleur qui alimente la charge à travers un filtre passe bas de type LC. La tension présente aux bornes de la charge est mesurée et appliquée à l'entrée de la chaîne de retour. Cette dernière est constituée d'un nouveau filtre $F_2(p)$ dont la fonction de transfert s'écrit :

$$F_2(p) = \frac{1 + \frac{2\xi \cdot p}{\omega_0} \lambda}{1 + \frac{2\xi \cdot p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} = \frac{1 + \frac{p}{K \cdot \omega_{0LC}}}{1 + \frac{2\xi \cdot p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (4)$$

Le filtre $F_1(p)$ est une structure du deuxième ordre :

$$F_1(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi_{LC} \cdot p}{\omega_{0LC}} + \frac{p^2}{\omega_{0LC}^2}} \quad \text{avec } \omega_{0LC} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5)$$

Le filtre $F_1(p)$ amène une rotation de phase supplémentaire par rapport au MRC. En effet, pour des fréquences bien supérieures à la fréquence de coupure de ce filtre, la rotation de phase sera très proche de -180° . La maîtrise de la fréquence d'oscillation de la boucle passe donc par l'insertion d'une avance de phase dans le filtre de la chaîne de retour $F_2(p)$. Cette avance de phase, qui se traduit par une action dérivée, engendre l'amplification du bruit et rend difficilement contrôlable l'oscillation de la boucle. Dans le cas des charges actives, ces propos sont d'autant plus vrais que l'on souhaite limiter très fortement l'ondulation résiduelle aux bornes de la charge. Une solution consiste à ne plus insérer la fonction avance de phase dans la chaîne de retour. Pour ce faire, il est nécessaire de remplacer la

mesure de l'oscillation présente aux bornes de la charge par la mesure du courant circulant dans le condensateur de filtrage. Bien sûr, une seconde boucle d'asservissement de la tension de sortie doit être prise en compte dans cette nouvelle structure. Le synoptique suivant fut proposé durant les travaux de doctorat de Jean-Christophe Olivier.

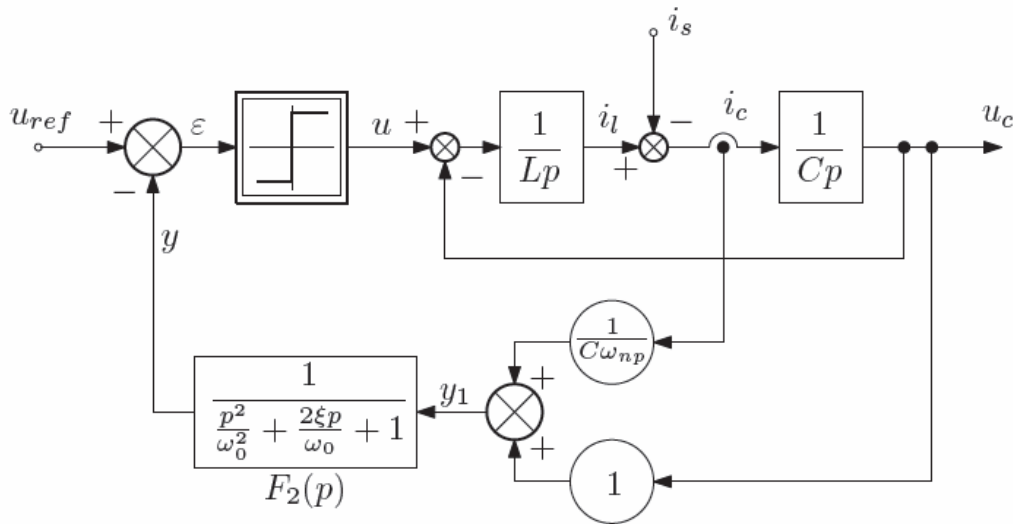


Figure 11 : Structure "théorique" du MRT_{v2}

Sur la Figure 11, est présentée la structure dite « théorique » du MRT_{v2}. La chaîne directe reste inchangée par rapport à la première version du MRT. On voit apparaître une mesure du courant circulant dans le condensateur de filtrage ainsi que la mesure de la tension en sortie et appliquée à la charge. Le courant i_c est constitué de composantes qui correspondent à la tension utile basse fréquence (inférieure à 1,5kHz pour les charges actives de forte puissance) et de composantes à haute fréquence correspondant au découpage de l'onduleur. Afin d'assurer l'entretien de l'oscillation, ce sont uniquement ces dernières qui nous intéressent. Cette nouvelle structure présente l'avantage de limiter considérablement l'ondulation résiduelle de la tension aux bornes de la charge en mesurant directement le courant dans le condensateur de filtrage.

Dans le cadre du projet des charges actives, les courants sortant de l'onduleur et sortant de la charge active sont mesurés. Les courants sortant de l'onduleur sont mesurés afin d'assurer la protection de ce dernier. Quant aux courants sortant des charges actives, leur mesure était imposée afin d'assurer l'émulation de tous les types d'organes électrotechniques. Une autre structure a donc été proposée. Cette dernière présente l'avantage de faciliter la reconstruction du courant permettant l'entretien de l'oscillation.

La Figure 12 montre la structure du MRT_{v2}. C'est cette structure qui a été industrialisée et implantée à base d'électronique analogique dans les dernières générations de charge active. Une version triphasée a été développée au sein d'Electronavale Technologie afin d'assurer le pilotage de charges actives triphasées destinées à l'émulation de machines tournantes.

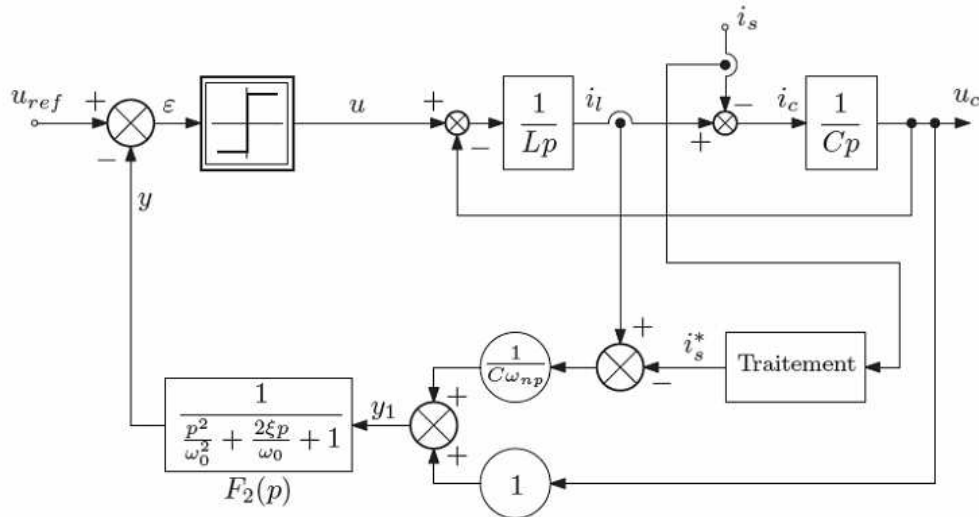


Figure 12 : Structure du MRT_{v2}

Cette dernière structure fait apparaître une fonction appelée « traitement ». Cette fonction intègre un filtre de Caer. De façon schématisée, l'occupation spectrale du courant i_s en sortie de la charge active tension se décompose en trois zones bien distinctes. La première correspond aux fréquences utiles, la deuxième est quasiment inoccupée et la dernière correspond au découpage de l'onduleur et au courant consommé par la charge.

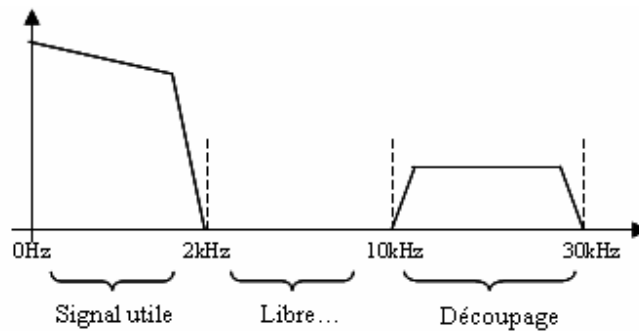


Figure 13 : Zone d'occupation fréquentielle du courant sortant d'une charge active tension

Nous avons montré par simulation que l'insertion d'un filtre de Caer qui n'apporte pas plus de 1dB d'atténuation et moins de 5° de rotation de phase jusqu'à 2kHz est satisfaisant. Ce filtre doit aussi atténuer la zone dite de découpage. La proximité de la zone utile avec la

zone de découpage ne permet pas d'avoir d'atténuations importantes. Nous nous sommes fixés une atténuation d'au moins 15dB au-delà de 10kHz. Dans le cas d'un filtre de Caueer de second ordre, la fonction de transfert s'écrit :

$$H_{Cauer}(p) = \frac{1 + \frac{2\xi_1 \cdot p}{\omega_1} + \frac{p^2}{\omega_1^2}}{1 + \frac{2\xi_2 \cdot p}{\omega_2} + \frac{p^2}{\omega_2^2}} \quad (6)$$

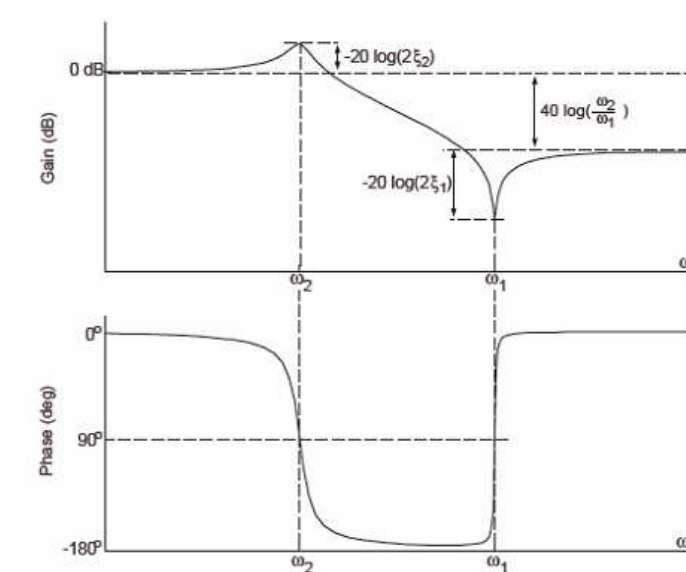


Figure 14 : Evolution du gain et de la phase pour une structure de Caueer du deuxième ordre

La faible atténuation obtenue dans la zone utile permet de conserver la composante à basse fréquence puis de la soustraire au courant sortant de l'onduleur. Au-delà d'environ 10kHz, l'atténuation d'au moins 15dB assure qu'une faible partie du courant circulant dans la charge soit uniquement réinjectée dans la chaîne de retour du MRT_{v2}. Cette méthode de reconstruction du courant nous a permis d'éviter l'utilisation d'un filtre à avance de phase dont la première génération de MRT était équipée. Les résultats que nous avons obtenus avec cette nouvelle structure ont été bien au-delà de nos attentes. Ainsi, le MRT_{v2} a été industrialisé et équipe les charges actives tensions de forte puissance.

2.3.2 Quelques exemples d'émulation

Dans cette partie, nous allons présenter des résultats d'émulations obtenues avec des charges actives courants et des charges actives tensions. Pour des raisons de confidentialité,

je ne peux pas présenter des résultats complets, c'est-à-dire montrant l'émulation d'un ensemble présent dans un véhicule. Nous avons, par exemple, émuler un groupe motopropulseur composé d'un moteur thermique et d'un alterno-démarrreur, ou une propulsion totalement électrique. Les résultats présentés dans ce mémoire ont pour but d'étayer l'étude théorique vue précédemment et de montrer les capacités de suivi en fréquence des charges actives.

Les charges actives courants sont des charges actives exclusivement monophasées. L'association de trois charges actives courants permet de créer une charge active triphasée. Elles se présentent sous forme d'une armoire dont la partie basse est réservée à l'électronique de puissance et au raccordement au fluide de refroidissement. La partie haute est réservée à la commande MRC et au rack Dspace. Les dernières générations de charges actives courants permettent de véhiculer jusqu'à 500A, la tension peut atteindre 850V. La puissance active est limitée à 100kW, la puissance réactive est limitée par les butées de sécurité en courant et tension. Les signaux reproduits peuvent atteindre 1500Hz. Les erreurs en phase et en gain des charges actives courants n'ont pas été cartographiées car ces charges actives sont exclusivement utilisées en mode de conversion DC/DC.



Figure 15: Charge active courant

La reproduction du réseau de bord d'un véhicule est toujours émulée à l'aide d'une charge active de type courant. Comme évoqué précédemment, l'émulation d'un tel réseau consiste

à simuler le comportement de la batterie soumis aux consommateurs réels (ou émulés) d'un véhicule. Une campagne de test a été effectuée à l'aide des premières générations de charges actives courants. Ces tests consistaient à émuler l'évolution de la tension du réseau de bord lors des appels de courants dû au premier démarrage du véhicule. Ces tests permettent de contrôler le comportement des organes connectés sur le réseau durant cette phase particulière.

La charge active courant était intégrée au sein d'une boucle d'émulation d'une batterie dont le modèle Matlab était joué dans le module Dspace. Les stimuli envoyés à la charge active permettaient de reproduire l'évolution temporelle de la tension du réseau de bord.

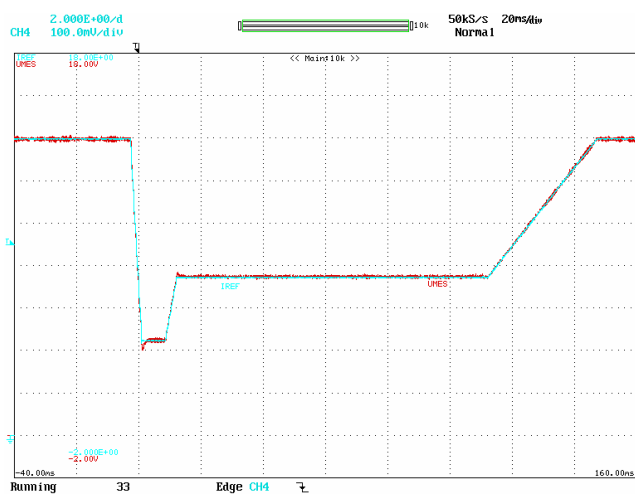


Figure 16 : Emulation à l'aide d'une CAC d'un réseau de bord lors d'un démarrage du moteur thermique. A droite raccordement aux filtres applicatifs.

La Figure 16 montre les résultats obtenus avec une charge active de première génération. La courbe bleue correspond au gabarit de l'évolution de la tension du réseau de bord, la courbe rouge est la tension mesurée en sortie de la charge active et au niveau du filtre applicatif.

Les charges actives tensions sont quant à elles utilisées pour émuler des organes triphasés, en particulier des moteurs, alternateurs ou alerno-démarrateurs. Des essais de fortes puissance ont été réalisés lors d'émulation d'une chaîne de traction électrique. Une charge active tension de forte puissance émulait alors un moteur de traction électrique. Elle était couplée à un onduleur de traction lui-même alimenté par une charge active courant qui émulait un pack batterie. Nous avons pu voir le comportement des charges actives et des baies de servitudes lors de l'émulation d'accélération ou de freinage d'un véhicule électrique. Dans ce cas d'émulation, seules les pertes sont à fournir et le rendement de

l'ensemble du banc de test se situait aux environs de 60% pour une puissance de traction électrique émulée de 42kW.

Les charges actives tensions sont aussi utilisées pour émuler des alerno-démarrers. La vitesse de rotation de ce type de machine peut atteindre 15000tr/min. Il est courant d'avoir des courants statoriques dont la fréquence atteint 1000 à 2000Hz. Nous nous sommes intéressés à l'émulation d'un tel alerno-démarreur lors de la montée en régime du moteur thermique. Cette montée en régime dure généralement quelques secondes mais peut atteindre quelques centaines de ms lors d'un fonctionnement « à vide » du moteur thermique. La Figure 17 montre l'évolution de la tension d'une phase d'un alerno-démarreur émulé.

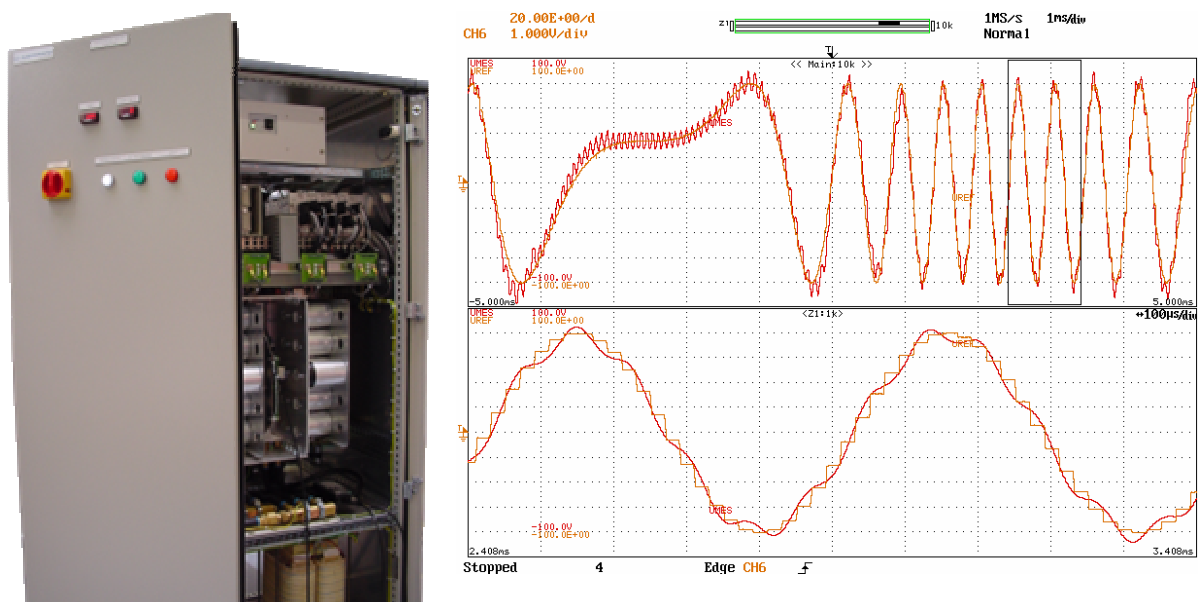


Figure 17 : Charge active tension, suivi d'un "sweep" en fréquence

Enfin, chaque charge active est connectée à sa propre alimentation de servitude qui impose une tension continue de 850V. Comme mentionné plus haut, ces baies de servitude sont constituées de redresseur MLI assurant un fonctionnement réversible en courant. Le raccordement de l'ensemble des baies de servitude est effectué sur un même réseau EDF 400V afin de permettre les échanges d'énergie entre les charges actives. La photo ci-dessous montre une baie de servitude dite « 3 voies indépendantes », c'est-à-dire permettant l'alimentation de trois charges actives de 100kW chacune.

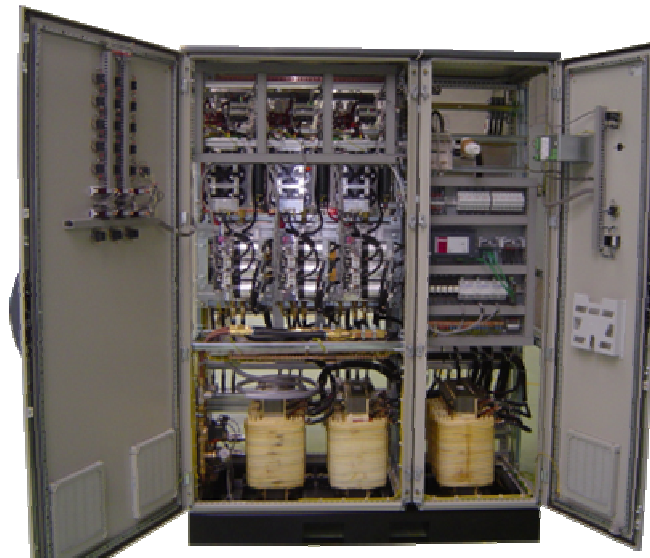


Figure 18 : Baie de servitude 3 voies de 100kW chacune

2.4 Conclusion, point de vue personnel sur l'émulation HIL

Durant mes années passées au sein de la société Electronavale Technologie, j'ai eu la chance de travailler sur de nombreux projets passionnants. Le projet « charge active » fut le plus prenant tant sur le plan technologique que sur le plan R&D. Rappelons qu'en 2002 le projet démarrait par une phase de faisabilité en collaboration avec le laboratoire IREENA. Une pré-étude basée sur des simulations et la fabrication d'une charge active prototype a permis de montrer la faisabilité d'un tel projet. Devant des résultats prometteurs, le groupe Renault décida de construire un laboratoire destiné à l'émulation d'organes électrotechniques. Plusieurs gammes de première génération de charges actives furent livrées avec une capacité en courant limitée à une centaine d'ampère et une puissance de 12kW. En 2004, l'étude d'une nouvelle gamme de charges actives a permis d'émuler des organes électrotechniques présents dans des chaînes de traction de véhicules électriques. Pour ce faire, une nouvelle génération de régulateur de type MRT fut étudiée afin de respecter les contraintes imposées par le groupe Renault. La thèse de doctorat de Jean-Christophe Olivier que j'ai encadré au plan industriel a permis d'aboutir à un nouveau régulateur nommé MRT_{v2}. Sans ces recherches sur le MRT_{v2}, associées au groupe Renault, Electronavale Technologie n'aurait pas pu développer des charges actives tensions de forte puissance.

Devant les performances grandissantes des outils de simulation, le néophyte se demandera, sans nul doute, pourquoi mettre en œuvre de tels systèmes d'émulation HIL aussi complexes. Les outils de simulation sont répandus dans tous les domaines relatifs à

l'électronique de puissance. Je pense en particulier à la simulation des structures de conversion de l'énergie électrique (Saber, PSIM, Matlab-Simulink), à la simulation thermique des convertisseurs (COMSOL) et bien sûr à la simulation de l'électronique analogique et numérique (ADS, SPICE...). Tous ces outils sont précieux lors des phases d'études. Chaque corps de métier possède sa propre « bibliothèque » de simulateurs permettant de valider (ou de remplacer...) certains calculs. En revanche, dans le cycle de vie d'un produit il existe une phase complexe. Cette phase est appelée la « phase d'intégration ». A ce stade, ce sont tous les corps de métier qui sont représentés et qui doivent s'efforcer de faire fonctionner la partie dont ils sont responsables au sein du produit final. Cette phase d'intégration est toujours périlleuse et fait ressortir toutes les contraintes que l'on ne voit pas (et que l'on ne pourrait imaginer parfois !) lorsque chaque métier travaille au bon fonctionnement de sa partie. Les problèmes de compatibilités électromagnétiques en sont le meilleur exemple. Dans le cas d'un véhicule, il serait inconcevable de vouloir simuler l'ensemble des consommateurs et producteurs électriques tout en tenant compte des contraintes thermiques et des torons de câbles pour ne citer qu'eux. Même si l'on arrivait à un tel niveau de simulation, jusqu'où devrions nous affiner nos modèles afin qu'ils soient compatibles avec les domaines et les métiers que l'on ne connaît pas ? C'est pourquoi je porte un réel intérêt à l'émulation HIL qui, je le pense, restera toujours présente dans les phases d'intégration des systèmes complexes.

2.5 Production scientifique associée à ce travail

- v [\[CICL.1\] N. GINOT, J.C. LE CLAIRE: High quality voltage source using a multi-converter strategy, 10th International Power Electronics and Motion Control Conferences \(EPE-PEMC\), 9-11 septembre 2002, Cavtat & Dubrovnick, Croatie, 9 pages](#)
- v [\[CICL.4\] N. GINOT, J.C. LE CLAIRE, L. LORON: Active loads for Hardware in the Loop emulation of electro-technical bodies, 31nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society \(IECON\), 6-10 novembre 2005, Raleigh, Caroline du Nord, USA, 6 pages](#)
- v [\[CICL.6\] J.C. OLIVIER, J.C. LE CLAIRE, L. LORON, N. GINOT: A self oscillating voltage controller for applications with high bandwidth, 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society \(IECON\), 7-10 novembre 2006, Paris, France, 6 pages](#)
- v [N. GINOT: Etude et Conception d'un onduleur modulaire exploitant une structure multi-convertisseurs pour obtenir une haute dynamique » thèse de doctorat, Novembre 2004](#)

3 Modélisation Electrothermique des Modules IGBT

Encadrement associé à ce travail :

v *Stage de MASTER et Thèse de doctorat de M. Joe ANTONIOS*

Collaboration industrielle associée à ce travail :

v *Electronavale Technologie lors du MASTER de Joe ANTONIOS*

3.1 Introduction : Intérêt des modèles compacts pour la simulation numérique

Le développement de l'électronique de puissance a suscité beaucoup d'intérêt de la part des industriels. Auparavant accessible seulement aux grands groupes, la conversion statique de l'énergie électrique s'est considérablement démocratisée avec l'arrivée de semi-conducteurs performants et relativement simple de mise en œuvre. C'est ainsi que depuis les années 90 l'Insulated Gate Transistor Bipolar (IGBT) a progressivement pris des parts de marché aux semi-conducteurs de type thyristor utilisés dans les onduleurs de courant ou les transistors bipolaires mis en œuvre dans les onduleurs de tension de moyenne puissance. Aujourd'hui la grande majorité des chaînes de tractions électriques sont constituées d'onduleur de tension à IGBT. On retrouve ce composant dans divers types de boîtiers allant du boîtier classique 62mm à des boîtiers toujours plus compacts. Ce composant a aussi permis d'augmenter considérablement la fréquence de découpage des onduleurs de tension, la portant à quelques dizaines de kHz pour les moyennes puissances et à quelques kHz au delà du MW. Aussi, les efforts des constructeurs pour minimiser les tensions de saturation et les pertes en commutation ont permis d'atteindre des rendements de l'ordre de 97% pour les puissances moyennes. L'énergie perdue qui en résulte peut sembler faible au regard de l'énergie qui transite dans le semi-conducteur mais devient un point clef lorsque l'on s'intéresse à la densité de puissance. Pour des boîtiers de type EconoPack Infineon ou 6-Pack Fuji, la densité de puissance à évacuer peut atteindre plusieurs kW/cm². Les contraintes thermiques exercées sur le composant sont importantes et doivent être considérées de près pour certains régimes de fonctionnement. Nous nous sommes intéressés aux modules 6-Pack de Fuji constitués de trois bras d'IGBT et diodes, l'ensemble formant un onduleur triphasé. Le module retenu pour nos études fut un module très répandu dans les produits d'un industriel partenaire. Ce module est le 6MBI300U4-120 de Fuji.

L'étude du comportement thermique d'un module IGBT est le travail classique que doivent effectuer les ingénieurs de développement en électronique de puissance. Le bilan des pertes pour les différents régimes de fonctionnement de l'onduleur permet d'obtenir très rapidement une estimation assez précise des températures de fonctionnement des semi-conducteurs lorsque les comportements électriques et thermiques du module peuvent être découplés [BIE01]. En effet, dans le cas des convertisseurs statiques dédiés à la génération d'un réseau électrique, les fréquences mises en jeu sont très souvent supérieures à 50Hz. Pour les applications avioniques et/ou militaires, le modulant peut atteindre 800Hz. A ces fréquences, la variation de la température reste confinée dans les premières couches de l'assemblage constituant le module IGBT. Il est alors possible de découpler l'étude électrique de l'étude thermique en travaillant sur les pertes moyennes générées par l'ensemble du module. Ces pertes moyennes permettent alors d'obtenir la répartition moyenne des températures du système de refroidissement jusqu'à la puce de semi-conducteur. Les méthodes de calculs pour ces régimes de fonctionnement sont bien rodées et fiables.

Il existe d'autres régimes de fonctionnement beaucoup plus complexes. La variation de vitesse des machines électriques, qu'elles soient de type synchrone ou asynchrone, en est le meilleur exemple. Si nous nous intéressons au cycle de démarrage d'un moteur au sein d'une chaîne de traction électrique, nous pouvons recenser au moins trois régimes de fonctionnement. Le premier consiste en la fourniture d'un couple moteur à l'arrêt, imposant un fonctionnement en mode hacheur ou à très basse fréquence de l'onduleur. Dans ce cas de figure, les constantes de temps électriques et thermiques ne permettent pas un découplage. Le deuxième régime de fonctionnement est la montée en vitesse du moteur électrique, imposant une montée en fréquence du signal modulant de l'onduleur. Enfin, la dernière phase de fonctionnement, qui correspond à un fonctionnement à vitesse établie, est dans bien des cas un régime de fonctionnement où les constantes de temps électriques et thermiques permettent un découplage. Ce sont les premières et deuxièmes phases de fonctionnement qui nous intéressent. La difficulté de dimensionnement des modules IGBT pour ces phases de fonctionnement est une réalité. Les travaux que nous avons menés sont directement issus d'une problématique rencontrée par un partenaire industriel confronté à un régime de fonctionnement à très basse fréquence d'une chaîne de propulsion. Sur cette chaîne de propulsion électrique, les vitesses de rotation très faibles durant la phase d'entretien et durant la mise en régime de l'ensemble ne permettaient pas le maintien d'un film d'huile suffisant à la lubrification. L'onduleur devait alors fonctionner à très basse fréquence et à très fort courant. Ce régime de fonctionnement correspond en tout point à la fourniture d'un couple à l'arrêt avec une chaîne de traction électrique de type asynchrone.

Pourquoi développer des modèles compacts pour la simulation numérique ?

Pour répondre à cette question, il est nécessaire de rappeler l'intérêt de la simulation numérique en électronique de puissance. En effet, l'approche purement calculatoire est, dans bien des cas, suffisante pour établir des cartographies thermiques des différents régimes de fonctionnement de l'onduleur. Cette approche est en revanche inenvisageable, car complexe et chronophage, pour les systèmes complexes comme celui décrit précédemment. La simulation numérique semble alors la solution sous réserve d'utiliser des modèles bien adaptés au besoin sous peine de voir les temps de calcul croître. Nous nous sommes dès lors intéressés au développement de modèles électriques et thermiques reflétant le comportement de l'onduleur tout en faisant des compromis entre la précision de simulation et le coût en calcul. Les modèles électriques utilisés simulent le comportement « macroscopique » de l'onduleur, c'est-à-dire qu'ils génèrent les signaux utiles pour la charge. Ces modèles déterminent aussi le profil des pertes générées au niveau de chaque cellule de commutation. Quant aux modèles thermiques compacts, ils permettent la simulation couplée électrique – thermique en utilisant un maillage optimisé de l'assemblage des couches. Le couplage de ces modèles permet la simulation couplée électrique – thermique d'onduleurs fonctionnant avec des signaux de modulation à très basse fréquence.

Par la suite, nous nous intéressons à la modélisation électrique des onduleurs. Les modèles proposés permettent de simuler l'aspect électrique de l'onduleur ainsi que d'extraire le profil des pertes générées par chaque puce de semi-conducteur constituant le module. Ces profils de pertes sont exploités par le modèle thermique du module. Ces modèles thermiques sont exposés en troisième partie. Enfin, la dernière partie de ce chapitre est dédiée à la simulation électrothermique d'un onduleur et la confrontation avec des mesures effectuées. Pour des raisons de simplicité de mise en œuvre, l'ensemble de notre étude est réalisée sur un onduleur monophasé dont un unique bras est instrumenté. Puisque le cycle de fonctionnement et les commutations au niveau d'un bras au sein d'un onduleur monophasé et d'un onduleur triphasé sont les mêmes, les résultats obtenus sont tout à fait transposables au niveau d'un onduleur triphasé.

3.2 Modélisation électrique des onduleurs en vue de la simulation thermique

3.2.1 Méthodes de détermination des pertes dans une cellule de commutation

La méthode analytique la plus répandue pour la détermination des pertes dans les IGBT et les diodes consiste à dissocier les pertes liées à la conduction et les pertes liées à la commutation du semi-conducteur. Prenons le cas d'une cellule de commutation

bidirectionnelle en courant et unidirectionnelle en tension de type « IGBT – diode » commandée en modulation par largeur d’impulsions.

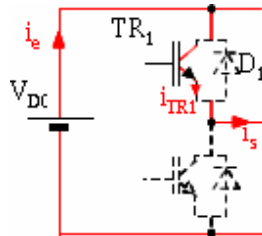


Figure 19 : Cellule de commutation de type « IGBT – Diode », cas de la fourniture d'un courant positif et d'une tension positive

Par la suite nous appellerons « diode antiparallèle d’un IGBT » la diode directement connectée à ces bornes et « diode auxiliaire d’un IGBT » la diode présente en antiparallèle à l’autre IGBT de la même cellule de commutation.

Lors de la fourniture d’un courant positif et d’une tension positive, l’IGBT situé en haut de la cellule de commutation est saturé. Si la charge impose un courant négatif, la désaturation naturelle de ce même IGBT entraînera la mise en conduction de sa diode en antiparallèle. Dans le cas d’une tension de sortie nulle, ce seront les semi-conducteurs du bas de la cellule de commutation qui travailleront. Ce mécanisme de commutation est rythmé par la fréquence de découpage qui est imposée sur la commande de grilles des IGBT et par le signe du courant de sortie qui est imposé par la charge. On pourra alors recenser quatre types de commutation :

- 1- La commutation « IGBT vers sa diode antiparallèle » : c’est une commutation douce de l’IGBT, elle n’engendre pas de perte et a lieu très rarement.
- 2- La commutation « IGBT vers diode auxiliaire » : c’est une commutation dure, source de pertes en commutation dans l’IGBT, dites pertes au blocage.
- 3- La commutation « diode antiparallèle vers IGBT » : c’est là encore une commutation douce qui n’engendre pas de perte et qui a lieu très rarement.
- 4- La commutation « diode auxiliaire vers IGBT » : c’est une commutation dure, source de pertes en commutation dans l’IGBT et la diode auxiliaire, dites respectivement pertes à l’amorçage et pertes au blocage.

Les méthodes de calculs analytiques des pertes considèrent connues la forme du courant, ainsi que l'évolution du rapport cyclique sur une période de fonctionnement. Un modèle linéaire de la tension de saturation de l'IGBT et de la diode en fonction du courant est souvent retenu. Pour ce faire, si nous considérons un courant sinusoïdal d'amplitude I et un rapport cyclique évoluant sinusoïdalement, nous pouvons exprimer les pertes en conduction et les pertes en commutation par :

$$V_{ce}(t) = V_{ce0} + r_{ce} \cdot i(t) \quad (7)$$

$$P_{cond} = \frac{1}{2} \left(V_{ce0} \frac{\hat{I}}{\pi} + r_{ce} \cdot \frac{\hat{I}^2}{4} \right) + m \cdot \cos \varphi \cdot \left(V_{ce0} \frac{\hat{I}}{8} + r_{ce} \cdot \frac{\hat{I}^2}{3\pi} \right) \quad (8)$$

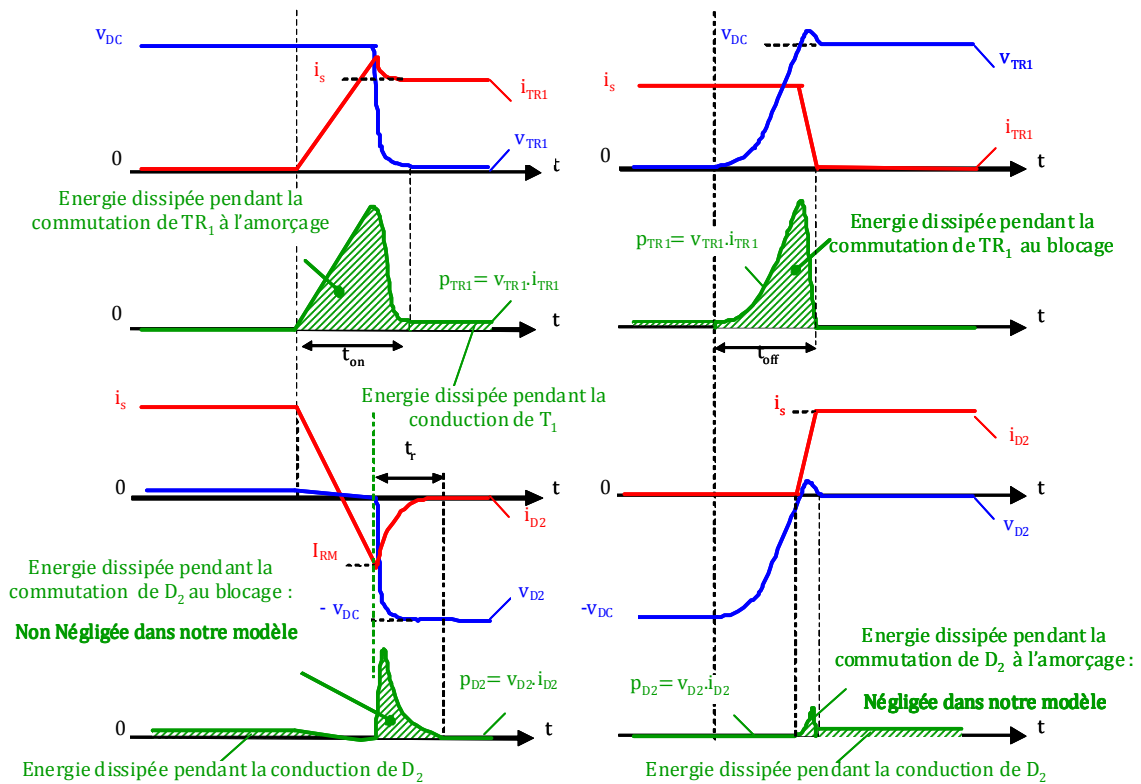
m et φ représentent respectivement le taux de modulation et le déphasage du courant de charge par rapport à la tension.

$$P_{com} = (E_{on} + E_{off}) \cdot \frac{\hat{I}}{I_{nom}} \cdot \frac{V_{dc}}{V_{nom}} \quad (9)$$

E_{on} et E_{off} étant respectivement les énergies perdues à l'amorçage et au blocage de l'IGBT, issues de la documentation du constructeur ou de mesures, pour un courant I_{nom} et une tension V_{nom} .

Cette méthode de linéarisation n'est valable que pour les faibles variations de V_{dc} par rapport à V_{nom} . Ces deux relations ne peuvent pas être considérées dans le cas d'une variation très lente du signal modulant. Dans le cadre de la simulation électrothermique, nous avons besoin d'un générateur de profil de pertes instantanées, ce qui n'est pas possible avec les relations analytiques précédentes. Considérant les types de commutations évoqués plus haut, plusieurs approches sont alors possibles. Une modélisation fine du semi-conducteur, image du processus de commutation, permet d'obtenir l'évolution temporelle de la tension et du courant présent au sein de chaque semi-conducteur [SHE01][PAL01][BRY01][HEF01]. Cette méthode ne peut pas être considérée dans le cas de simulations numériques à l'échelle de la seconde pour des raisons de coût en calcul. Une modélisation par valeur moyenne, à l'échelle du modulant [KIM01][KIM02], permet d'augmenter considérablement le pas de calcul. Cette méthode consiste à travailler, à l'échelle de la commutation, avec les valeurs moyennes des tensions et courants aux bornes des semi-conducteurs et donc de proposer une puissance constante à chaque commutation. Cette valeur moyenne étant « rafraîchie » aux instants de commutation et aux instants de conduction.

En complément à cette approche, nous avons proposé une méthode découplant les phénomènes rapides des phénomènes lents. Les pertes sont alors décomposées en des pertes dites « basse fréquence » et des pertes dites « haute fréquence ». On entend par basse fréquence, la fréquence du signal modulant et par haute fréquence les fréquences à l'échelle de la commutation. Nous verrons plus tard que la profondeur de pénétration des pertes dites « haute fréquence » est de l'ordre de $10\mu\text{m}$ pour une épaisseur de silicium de $100\mu\text{m}$ dans un module 6MBI300U4-120. Ces épaisseurs permettront d'opérer des simplifications sur les modèles thermiques et de nous ramener à un modèle électrique proche du modèle exposé dans [KIM01][KIM02]. Avant de présenter cette décomposition, revenons sur le processus de commutation au sein d'une cellule.



**Figure 20 : Commutations au sein d'une cellule « IGBT – diodes »
(Amorçage d'un IGBT à droite, blocage à gauche)**

Les énergies dissipées pendant les phases de commutation peuvent s'apparenter à des fonctions mathématiques dont la surface représente la valeur moyenne des pertes. Nous avons retenu trois types de profils simples à définir mathématiquement. Ce sont des profils sinusoïdaux, en sinus carrés ou rectangulaires. Une approche basée sur la modélisation de la commutation par segment est présentée en [RAJ01].

Des profils de pertes du module étudié ont été relevés sur une charge purement inductive et montrent à la fois la diversité des profils de commutation et les densités de puissance mises en jeu. Ces profils ont permis de retenir le profil en sinus-carré. Le relevé montre une commutation d'une durée de 200ns, sous une tension de bus continue de 500V et coupant un courant de 140A. Une campagne de mesure a été effectuée afin de conforter les abaques fournis dans la documentation du constructeur du module. Lors de ces mesures, nous n'avons pas relevé d'évolution significative quant à la forme des énergies de commutation à l'amorçage et au blocage du semi-conducteur. Nous noterons toutefois que pour la commutation au blocage de la diode, la forme retenue en sinus carré n'est pas parfaitement conforme aux relevés réels.

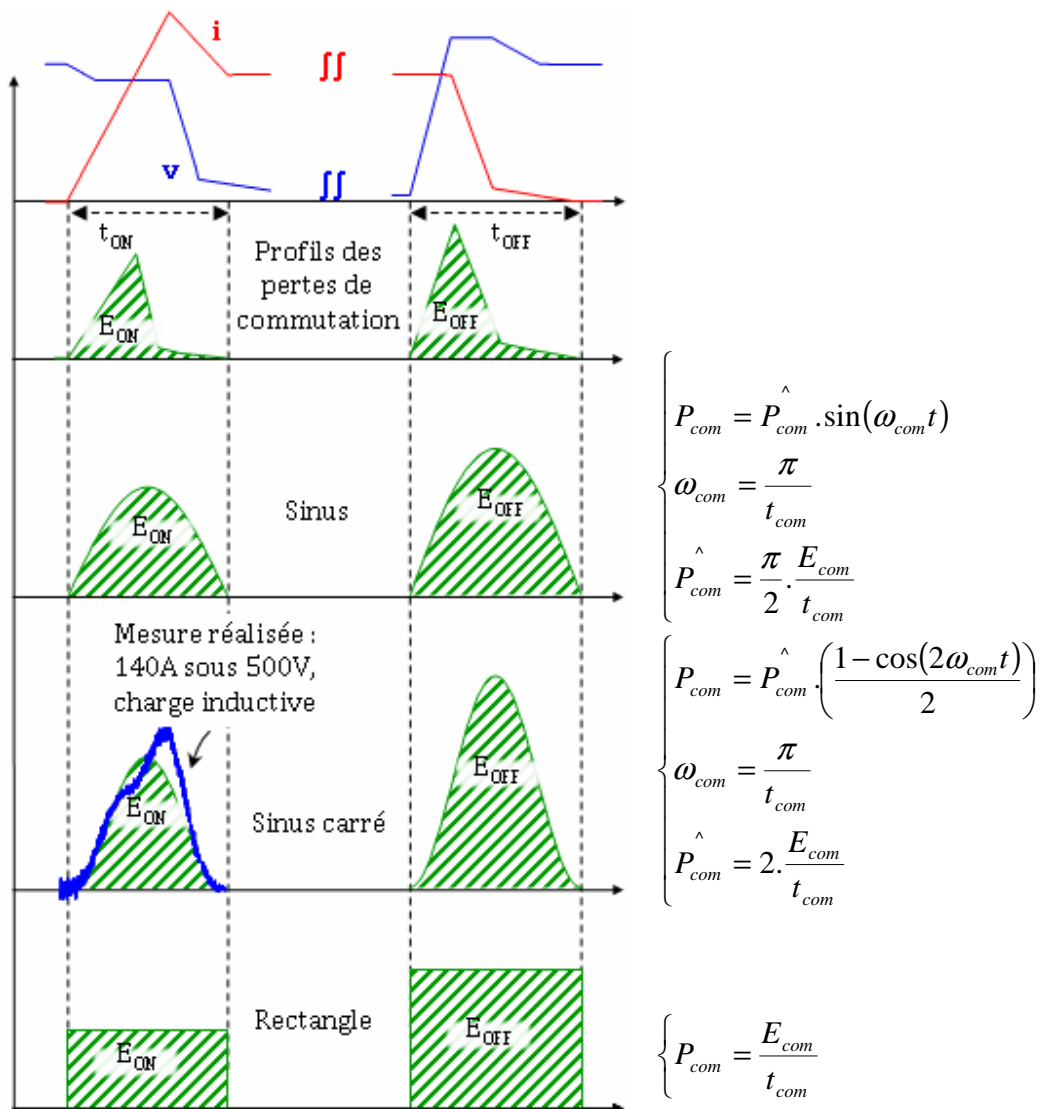


Figure 21 : modélisation des profils de pertes et mesure réalisée sous 140A et 500Vdc

3.2.2 Modèle électrique de simulation

Rappelons que le modèle électrique de simulation a pour but de générer les tensions et courants au sein de l'onduleur et de générer les pertes utiles pour le modèle thermique. Ce modèle reçoit les paramètres électriques mesurés du module IGBT étudié. Le synoptique ci-dessous met en exergue la structure du modèle de simulation.

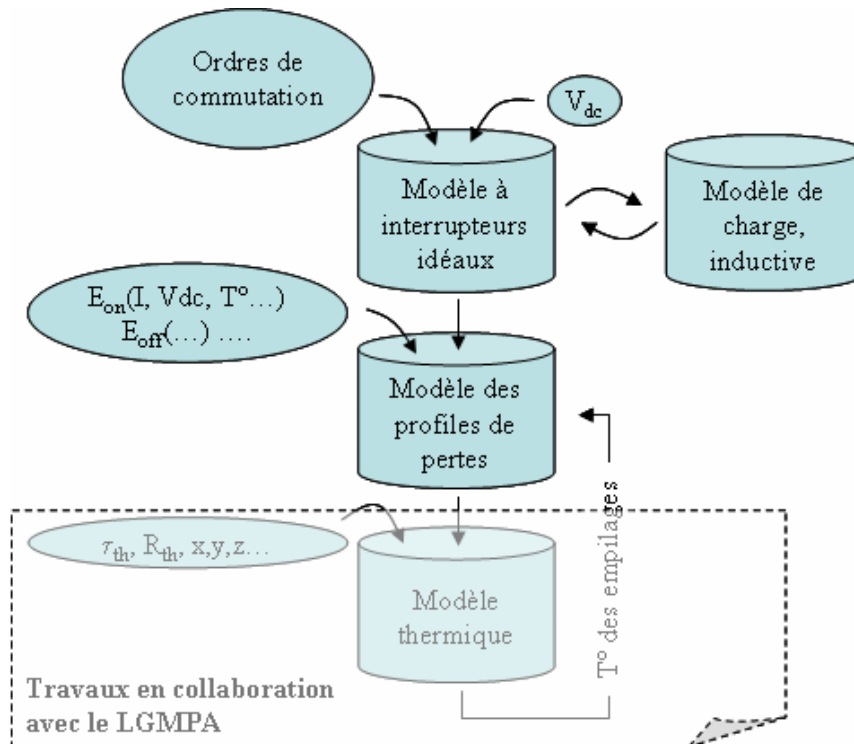


Figure 22 : Structure du modèle de simulation

Le modèle à interrupteurs idéaux assure la simulation rapide de l'onduleur et génère les instants de commutation. Le modèle des profils de pertes reçoit les caractéristiques du module étudié sous forme d'abaque, il génère des profils de pertes instantanées. Le modèle thermique reçoit ces profils ainsi que les caractéristiques dimensionnelles et thermiques du module. Il génère les flux thermiques et les températures des différents éléments de l'assemblage.

Un modèle à interrupteurs idéaux est simple. Ce type de modèle tient uniquement compte des ordres de commandes des semi-conducteurs et du courant de charge pour déterminer l'état saturé ou non de chaque semi-conducteur. Cela revient à écrire une matrice de commutation ayant comme entrées les ordres de commande et le signe du courant de charge. Le modèle des profils de pertes doit générer les pertes en conduction ainsi que les

perdes en commutation. La détermination des pertes en conduction consiste à faire le produit entre la tension de saturation pour l'IGBT, ou la tension directe pour la diode, et le courant circulant dans le semi-conducteur qui est à l'état passant. Ces pertes sont simples à générer. Les pertes en commutation ont lieu lors du changement d'état d'un semi-conducteur. Le modèle des profils de pertes est informé de ce changement d'état par le modèle à interrupteurs idéaux et exécute un profil de pertes prédéterminé, conforme au type de commutation E_{on} , E_{off} , E_{rec} . La génération de ce profil ne demande pas un nombre de point conséquent. En revanche, lors de commutations rapides de quelques centaines de ns, un pas de calcul faible est requis. A titre d'exemple, pour définir le profil de pertes avec 10 points lors d'une commutation au blocage classique durant 200ns, il est nécessaire de choisir un pas de calcul minimal de 20ns. Comme évoqué précédemment, nous verrons par la suite que l'étude thermique du module montre le confinement des pertes à haute fréquence dans les couches supérieures de l'assemblage.

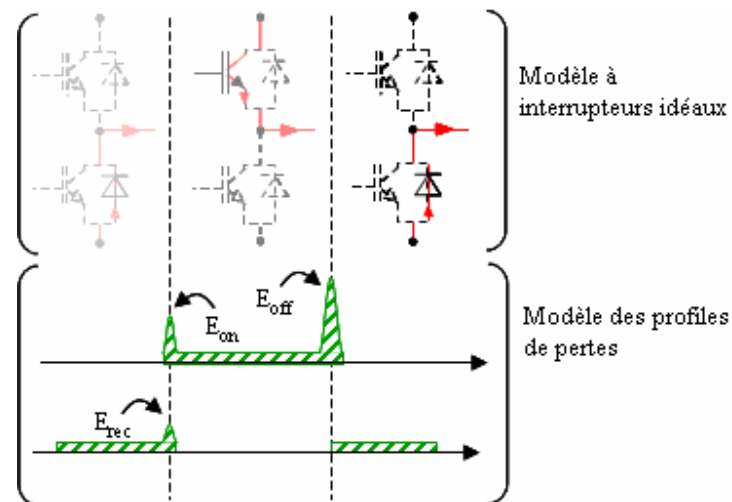


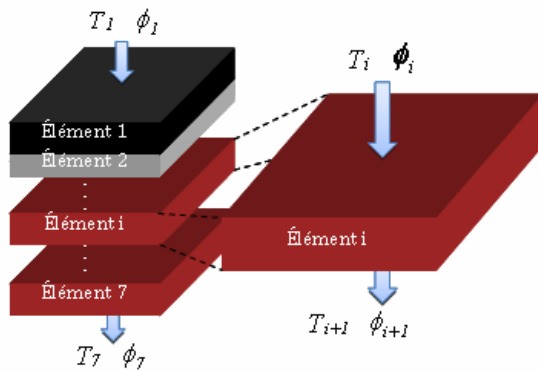
Figure 23 : Génération des profils de pertes pour une commutation dure « Diode – IGBT – Diode »

3.3 Les modèles thermiques compacts

La simulation numérique de la répartition des températures au sein d'un assemblage tel que rencontré dans un module IGBT n'est pas chose simple. La principale difficulté réside dans la grande disparité des épaisseurs de chaque constituant de l'assemblage. Le composant lui-même se trouve en partie haute de la structure et représente une très faible proportion de l'assemblage total. A l'inverse, le système permettant d'évacuer les calories, une plaque à eau dans nos études, se trouve à la base de la structure et occupe une grande partie de l'ensemble. On trouve fréquemment des rapports de l'ordre de 10^2 entre les

épaisseurs les plus petites et les plus grandes. Dans le cas d'étude utilisant des méthodes d'éléments finis, le maillage doit être particulièrement travaillé afin d'éviter un nombre de nœuds important.

Cette approche aux éléments finis peut être réalisée avec des outils de simulation dits multi-physiques. Ces outils sont parfaitement adaptés à des simulations statiques mais peuvent aussi être utilisés avec des profils de pertes dynamiques. Le couplage électrothermique devient ainsi possible. Nous n'avons pas retenu cette approche dans la mesure où elle est inadaptée à nos besoins en coût de calcul. La simulation numérique des températures et flux de chaleurs au sein de l'assemblage peut être réalisée à l'aide de modèle thermique analytique par résolution de l'équation de chaleur [GER01]. On obtient alors la relation de récurrence ci-dessous :



$$\begin{bmatrix} \bar{T}_{i+1} \\ \bar{\phi}_{i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{M}_{i11} & \bar{M}_{i12} \\ \bar{M}_{i21} & \bar{M}_{i22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{T}_i \\ \bar{\phi}_i \end{bmatrix} \quad (10)$$

Figure 24 : Décomposition de l'assemblage en éléments élémentaires

Avec T et ϕ qui représentent respectivement la température et le flux de chaleur.

La matrice M_i représente l'élément i de la structure et s'écrit :

$$\left[\bar{M}_i \right] = \begin{bmatrix} \cosh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i}) & -\frac{\sinh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i})}{\sqrt{s} \cdot \sqrt{C_i / R_i}} \\ -\frac{\sinh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i})}{(\sqrt{s} \cdot \sqrt{C_i / R_i})^{-1}} & \cosh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

s , R_i et C_i étant respectivement l'opérateur de Laplace, la résistance thermique de l'élément i et la capacité thermique de ce même élément. Le profil de pertes ϕ_1 et la température T_{eau} de la plaque à eau sont connus. L'obtention des températures et flux de chaleur pour chaque assemblage s'effectuent grâce au produit matriciel au niveau de chaque élément de l'assemblage. Le retour au domaine temporel est réalisé avec l'algorithme de Gaver-

Stehfest même s'il présente l'inconvénient d'être lourd en temps de calcul [STE01]. Nous avons effectué plusieurs simulations avec cette méthode. La simulation électrothermique sur une durée de 60s avec un pas de calcul de 10ns demande le stockage d'une matrice de points dont les dimensions sont 6109 x 6109. Nous n'avons pas retenu cette modélisation et avons travaillé sur la réduction du modèle thermique. Cette réduction passe par sa discrétisation, c'est-à-dire que la représentation analytique vue précédemment est remplacée par une représentation en échelle [YUN01]. Chaque élément i de la structure est décomposé en n sous éléments, eux mêmes modélisés à l'aide de résistances et de capacités thermiques. A ce stade, deux représentations sont alors possibles.

La première est celle fréquemment rencontrée dans les documentations des constructeurs des modules IGBT. Celle-ci consiste à proposer un certain nombre de cellules Résistance-Capacité « RC » mises en série et qui n'ont aucun rapport avec les phénomènes physiques thermiques rencontrés au sein de l'assemblage [AMM01]. Cette représentation, dite de Foster, tient compte d'un flux de chaleur issu des puces de semi-conducteur IGBT et diode et dont la diffusion jusqu'à la semelle du module est instantanée (ce dernier point n'étant pas du tout réaliste). Cette modélisation n'est pas souhaitable pour des fonctionnements à très basse fréquence, et donc non statiques, comme les nôtres. Notre travail a donc consisté à retenir un modèle discret et à définir le nombre minimal de cellule RC permettant de satisfaire des critères de précision. Ce modèle optimisé est dit compact [MCN01] et limite considérablement le coût en calcul. Des simulations par éléments finis nous ont permis de « régler » notre modèle et de le confronter à des mesures thermiques sur un module 6MBI300U4-120.

3.3.1 Construction du modèle thermique compact

La construction du modèle thermique compact se décompose en deux étapes. La première consiste à décrire l'assemblage sous forme discrète en modélisant chaque élément avec un nombre infini de cellules RC. Dans cette situation, le modèle discret donne les mêmes résultats que le modèle analytique. La deuxième étape consiste à réduire ce modèle. La réduction consiste à découpler les comportements dits « haute fréquence » des comportements dits « basse fréquence ». Enfin, la réduction doit permettre de limiter le nombre de cellule RC tout en respectant des critères de précisions. Le module étudié est constitué de trois cellules de commutations, elles-mêmes constituées de six IGBT et six diodes :

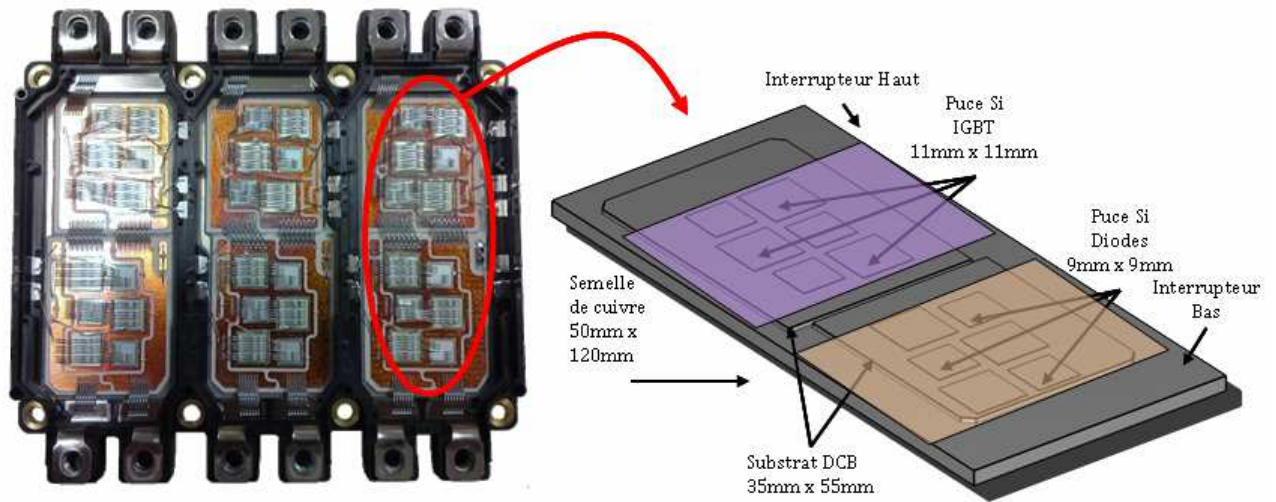


Figure 25 : Cellule de commutation étudiée

(Module FUJI 6MBI300U4-120)

La discrétisation du modèle est réalisée grâce à une vue en coupe du module IGBT. Cette vue met en exergue les différents constituants du module, et donc leurs caractéristiques thermiques, ainsi que leurs dimensions. L'analyse chimique par microscopie électronique à balayage a permis d'obtenir les données suivantes :

Éléments n°	Type	Conduct. Th. (SI)	Capa. Th (SI)	Épaisseur (SI)
1	Si	120	$1,6 \cdot 10^6$	100 μ
2	Ag-Sn	10-100	$1,65 \cdot 10^6$	80 μ
3	Cu	380	$3,6 \cdot 10^6$	380 μ
4	Zr-Al	200	$3 \cdot 10^6$	300 μ
5	Cu	380	$3,6 \cdot 10^6$	370 μ
6	Ag-Sn	10-100	$1,65 \cdot 10^6$	230 μ
7	Cu	380	$3,6 \cdot 10^6$	2900 μ

Tableau 1 : Constitution des éléments de l'assemblage du module FUJI 6MBI300U4-120

Le tableau montre les différents constituants du module, la lecture se fait de haut en bas c'est-à-dire de la puce de silicium, numérotée 1, vers la plaque à eau, numérotée 2. Chaque cellule de commutation du module étudié est constituée de deux substrats sur lesquels sont brasés trois puces de type IGBT et trois puces de type diode. La détermination de la

conductivité thermique de la brasure est restée un point délicat, c'est pourquoi un intervalle de valeurs est donné dans le tableau.

Comme nous l'avons évoqué précédemment, les profils de pertes générés par le modèle électrique du simulateur permettent de fournir les composantes à haute et basse fréquence de ces pertes. Les variations de température à haute fréquence ont été déterminées en utilisant l'approximation des milieux semi-infinis. La profondeur de pénétration des variations rapides de température (quelques 10 μ m) est plus faible que l'épaisseur du silicium. Les cellules RC sont distribuées sur une épaisseur de silicium égale à la profondeur de pénétration de la chaleur. Quant aux variations de température à basse fréquence, elles ont été calculées avec un nombre réduit de cellules. La réduction du nombre de cellules s'est appuyée sur une analyse mettant en rapport le temps caractéristique de diffusion thermique de l'élément i , et la constante de temps total de l'assemblage. Ce rapport est noté r .

3.3.2 Réduction du modèle discret :

Avant de définir le nombre optimal de cellules il est nécessaire de quantifier cette notion d'optimum. Pour ce faire, nous nous sommes intéressés à un unique élément, représenté par une seule cellule RC. Cet élément reçoit un flux de chaleur $p(t)$ dont la constante de temps est très proche de la constante de temps de l'assemblage. Ceci permet de s'assurer que nous sommes dans la situation d'un flux de chaleur à basse fréquence par rapport aux caractéristiques thermiques du module. Dans notre cas, ce flux de chaleur possède une constante de temps d'environ 300ms.

$$p(t) = P.(1 - \exp(-t / \tau_s)) \quad (12)$$

L'évolution de la température de l'élément modélisé par une cellule RC est comparée au modèle analytique et ce, pour différentes constantes de temps τ_i de la cellule RC. Plusieurs simulations ont permis de tracer un réseau de courbe pour différentes valeurs du coefficient r . Ces réseaux sont comparés aux résultats obtenus grâce au calcul analytique. Le calcul analytique est pris comme référence. La Figure 26 montre l'évolution de la température relative en fonction du temps relatif à la constante de temps de la cellule RC, pour quatre valeurs du coefficient $r = 1$, $r = 0.1$, $r = 0.04$ et $r = 0.02$. Les grandes valeurs de r représentent des éléments lents de l'assemblage alors que les petites valeurs de r représentent les éléments rapides tels que les puces de semi-conducteur et le substrat.

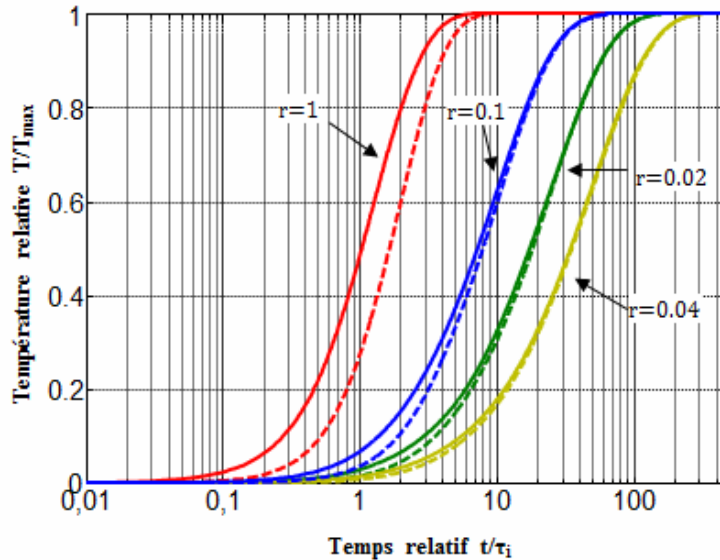


Figure 26 : Evolution de la température relative en fonction du temps relatif à la constante de temps de la cellule RC. Abaque obtenu pour différente valeur de r

Les éléments de l'assemblage, dont les constantes de temps sont rapides, peuvent parfaitement être approximés à une unique cellule RC. Les résultats obtenus analytiquement sont très proches des résultats avec une unique cellule lorsque r est faible. Cela signifie que pour les éléments dont la constante de temps thermique est proche de la constante de temps du flux de chaleur, le nombre de cellules RC doit être augmenté. Un critère peut être imposé sur la valeur de la température relative T/T_{\max} . Nous avons retenu un critère qui tient compte de la valeur de l'excursion maximale de la température. Ainsi, nous avons recherché le nombre de cellules RC par élément permettant de satisfaire 10% d'écart par rapport à la température relative obtenue analytiquement. Ce critère a été pris lorsque T est égal à $0,5 T_{\max}$. Cette différence de 10% résulte d'un compromis entre le nombre de cellules RC et le coût en calcul. Nous pourrions rendre ce critère plus contraignant en réduisant le pourcentage d'erreurs tolérées. Le réseau de courbes ci-dessus s'en trouverait modifié et le nombre de cellules nécessaires à une bonne représentativité des phénomènes thermiques augmenterait.

Les résultats de simulation sur des temps relativement longs que l'on rencontre dans le cas de démarrage de machine électrique de type synchrone ou asynchrone montrent que le coût en calcul est un facteur important. C'est pourquoi, nous n'avons pas entrepris d'étude avec une tolérance inférieure à 10%. Cela dit, il pourrait être intéressant d'effectuer une étude de comparaison traitant de l'influence de la tolérance sur le coût en calcul.

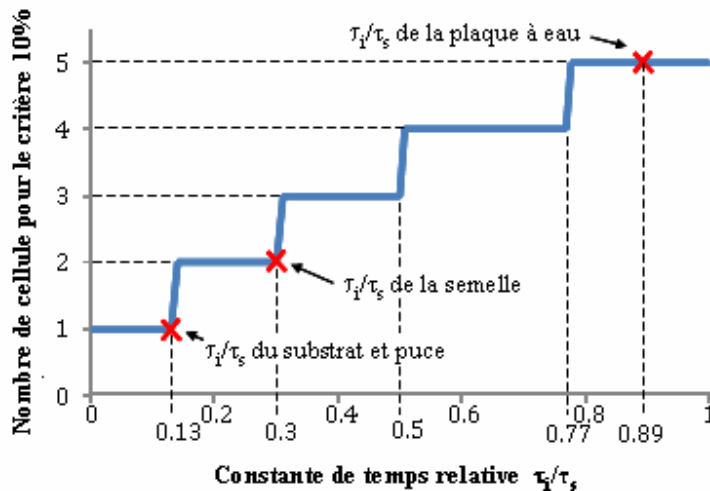


Figure 27 : Evolution du nombre de cellules RC nécessaires en fonction du rapport τ_i/τ_s pour un critère de 10%

A la lecture de la Figure 27, nous constatons que pour les comportements à basse fréquence et avec le critère de 10% évoqué précédemment, le nombre de cellules minimum se décompose ainsi :

- L'ensemble puce de semi-conducteur et substrat présente un rapport τ_i/τ_s faible, permettant de le modéliser avec une unique cellule RC,
- La semelle de cuivre du module sera modélisée avec un minimum de deux cellules,
- Enfin, la plaque à eau présente un rapport τ_i/τ_s important, son modèle devra donc comporter au moins 5 cellules.

A ce stade de la modélisation, le comportement basse fréquence de l'assemblage est représenté. Au total huit cellules sont nécessaires, ce qui reste un nombre très faible et par conséquent très peu chronophage en temps de calcul. En revanche, le comportement haute fréquence de l'assemblage n'est pas du tout représenté. L'analyse des différentes constantes de temps ainsi que la géométrie du module permettent de limiter l'étude des hautes fréquences à la première couche de l'assemblage. Là encore, la représentativité du modèle est directement liée au nombre de cellules RC utilisé. Le critère retenu pour la réduction du modèle à haute fréquence est aussi un critère portant sur l'excursion en température de l'élément considéré ; c'est-à-dire que nous comparons la température maximale atteinte avec un élément i , subissant un créneau de chaleur représentatif des pertes en commutation, à la température obtenue avec un modèle analytique. L'évolution de la différence des deux températures, et donc de l'erreur en température du modèle en fonction du nombre de cellules RC, permet d'optimiser ce modèle pour les hautes fréquences.

Pour une puce de silicium dont l'épaisseur est d'environ 100 μ m subissant un créneau d'une durée de 400ns, ce qui correspond à une commutation au blocage du semi-conducteur plutôt « lente », nous obtenons une profondeur de pénétration de l'ordre de 20 μ m. Ce résultat montre que les impulsions de chaleur générées au sein des puces de semi-conducteur restent confinées. La première conclusion est que le modèle à haute fréquence est nécessaire uniquement au niveau de la puce de semi-conducteur. Le substrat, la semelle et bien évidemment la plaque à eau, ne voient pas ce comportement à haute fréquence.

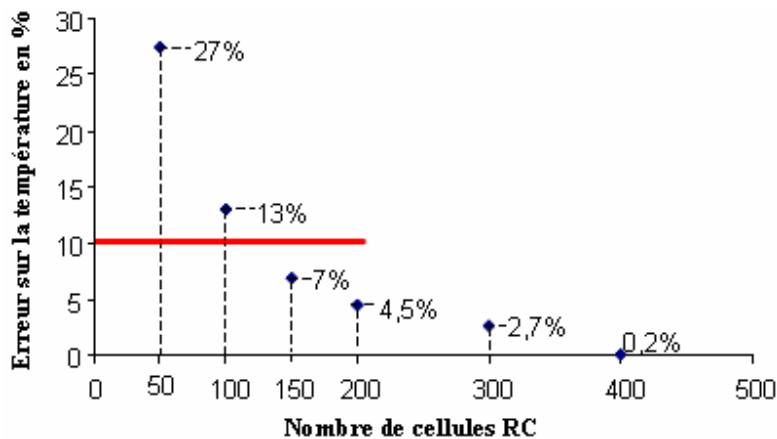


Figure 28 : Evolution de l'erreur sur l'excursion en température d'une puce de semi-conducteur en fonction du nombre de cellules RC

La Figure 28 montre l'évolution de l'erreur obtenue sur l'excursion en température de la puce de semi-conducteur pour différents nombres de cellules RC. Ce tracé a été obtenu avec un créneau de 400ns appliqué de façon répétitive toutes les 100 μ s. Une erreur raisonnable de 10% est obtenue avec 120 cellules. Cette étude montre que la prise en compte du comportement à haute fréquence de l'assemblage complexifie grandement le modèle final du module. Pour une erreur de 10% sur l'excursion en température, huit cellules seulement sont nécessaires à basse fréquence auxquelles il faut ajouter 120 cellules pour prendre en considération le comportement à haute fréquence. Les méthodes de calculs utilisées aujourd'hui dans l'industrie et dont nous avons parlé plus haut ne tiennent pas compte de ces excursions de température à haute fréquence. De plus, dans la mesure où ces variations rapides de températures ne se propagent pas dans le reste de l'assemblage, elles ne contribuent quasiment pas aux phénomènes de délaminage. De part sa complexité et son coût en calcul, l'apport du modèle à haute fréquence ne suffit pas à justifier sa prise en compte dans un modèle final.

Le module 6MBI300U4-120 étant constitué de six puces IGBT et six puces de diode, l'influence d'une puce de semi-conducteur sur l'autre se fait ressentir. Par exemple, dans le

cas d'un fonctionnement en mode hacheur à courant sortant positif, cas très proche d'un cycle à très basse fréquence, les diodes de la cellule de commutation haute vont subir un échauffement dû au travail des IGBT de cette même cellule. Ce couplage « horizontal » peut être pris en compte par l'ajout d'une couche de couplage dans les modèles discutés précédemment. Cette couche de couplage est constituée d'une cellule RC dans le sens verticale et se trouve en bas de l'assemblage. Des échanges de chaleur sont alors possibles d'une puce de semi-conducteur à l'autre. Chaque élément de cette couche représente les résistances et capacités effectives du couplage inter-puces. Ces résistances et capacités effectives sont issues des résistances et capacités de l'élément de matériau (ici du cuivre) auxquelles nous avons ajouté un coefficient permettant de tenir compte de l'épanouissement thermique au sein de l'assemblage [DU01][DU02]. Ainsi, nous écrivons pour un élément quelconque du matériau de la couche de couplage :

$$\left\{ \begin{array}{l} R_{eff,z} = K_{Rz} \cdot \frac{L_z}{\lambda_z \cdot S_z}, R_{eff,y} = K_{Ry} \cdot \frac{L_y}{\lambda_y \cdot S_y}, R_{eff,x} = K_{Rx} \cdot \frac{L_x}{\lambda_x \cdot S_x} \\ C_{eff,z} = K_{Cz} \cdot C\rho V \end{array} \right. \quad (13)$$

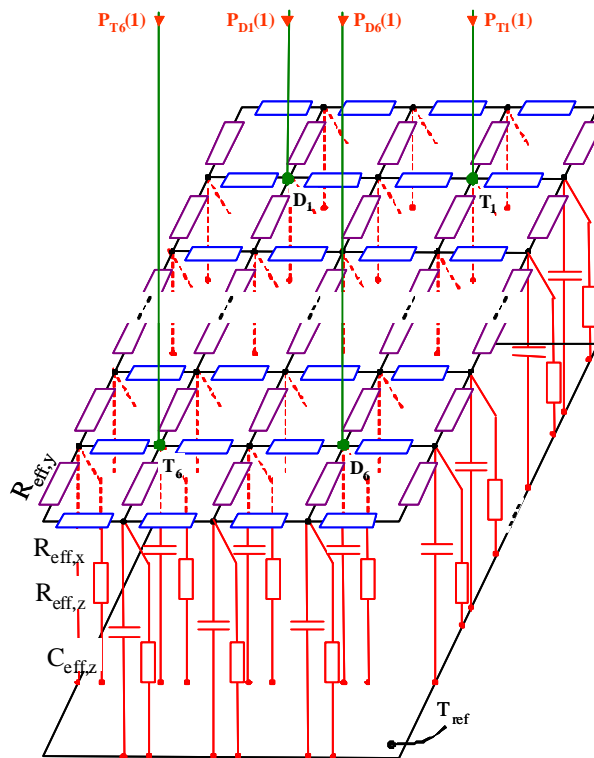


Figure 29 : Couche de couplage pour les interactions inter-puces

Le réseau RC-3D, correspondant au couplage inter-puce et mis en exergue à la Figure 29, décrit les transferts de chaleur qui ont lieu dans les trois directions d'espace du module selon x, y et z. A ce réseau RC-3D, sont ajoutés douze réseaux unidirectionnels. Ces réseaux unidirectionnels sont couplés en douze points sur le réseau RC-3D. La localisation de ces points de couplage correspond à l'implantation physique des puces de silicium sur les différents substrats du module.

La détermination des coefficients de couplage K est relativement fastidieuse et nous ne l'avons, à ce jour, pas optimisée. Elle consiste, à l'aide d'une simulation par éléments finis de notre assemblage, à obtenir une distribution des températures au sein du module en considérant un unique échauffement sur l'une des puces de semi-conducteur. Par comparaison et itération les coefficients sont ajustés. C'est une phase de réglage du modèle relativement longue. Au final, nous obtenons un maillage de la couche de couplage permettant de prendre en considération les interactions à basse fréquence entre les puces de semi-conducteur.

3.4 Comportement du modèle thermique compact, simulation électrothermique

3.4.1 Réponse indicielle

Nous avons effectué la validation du modèle en deux temps. Tout d'abord, la comparaison d'échelons de puissances, imposés sur une unique puce de semi-conducteur, entre le modèle compact et une modélisation par éléments finis a permis de valider le concept de résistances et capacités effectives appliquées à notre étude. Des différences d'une dizaine de pourcents sont obtenues en régime permanent. Ces différences peuvent atteindre 15 à 20% dans le cas de régimes transitoires rapides et pourrait être réduites considérablement en optimisant l'identification des paramètres. Cette première phase de validation est effectuée sur l'ensemble des douze puces de semi-conducteur qui constituent le module. Les cas étudiés ne correspondent pas forcément à un fonctionnement normal (voir même réel !) du module. Ils ont pour unique but de juger le comportement thermique du module ; nous ne nous intéresserons en aucun cas à l'aspect électrique de la cellule de commutation.

Nous avons considéré trois types de situations. La première correspond à l'échauffement d'un unique semi-conducteur. Le deuxième cas est celui de l'échauffement d'un groupe de semi-conducteurs appartenant au même interrupteur. Et enfin, la dernière est celle de l'échauffement de deux groupes de semi-conducteurs n'appartenant pas au même

interrupteur, mais issus de la même cellule de commutation. Ce dernier cas reflète le fonctionnement réel d'une cellule de commutation.

Cas n°1 :

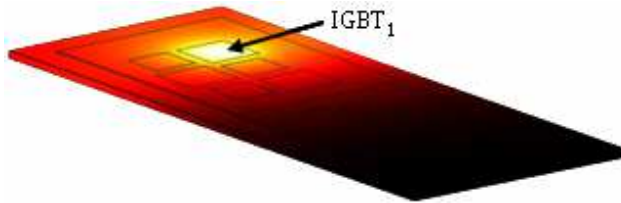


Figure 30 : Echauffement d'un unique semi-conducteur, cas non réel

Le premier cas est l'échauffement d'un seul semi-conducteur, ce qui ne correspond pas au fonctionnement réel d'une cellule de commutation. Ce premier cas permet de valider semi-conducteur après semi-conducteur les comportements statiques, dynamiques avec et sans interaction inter-puce.

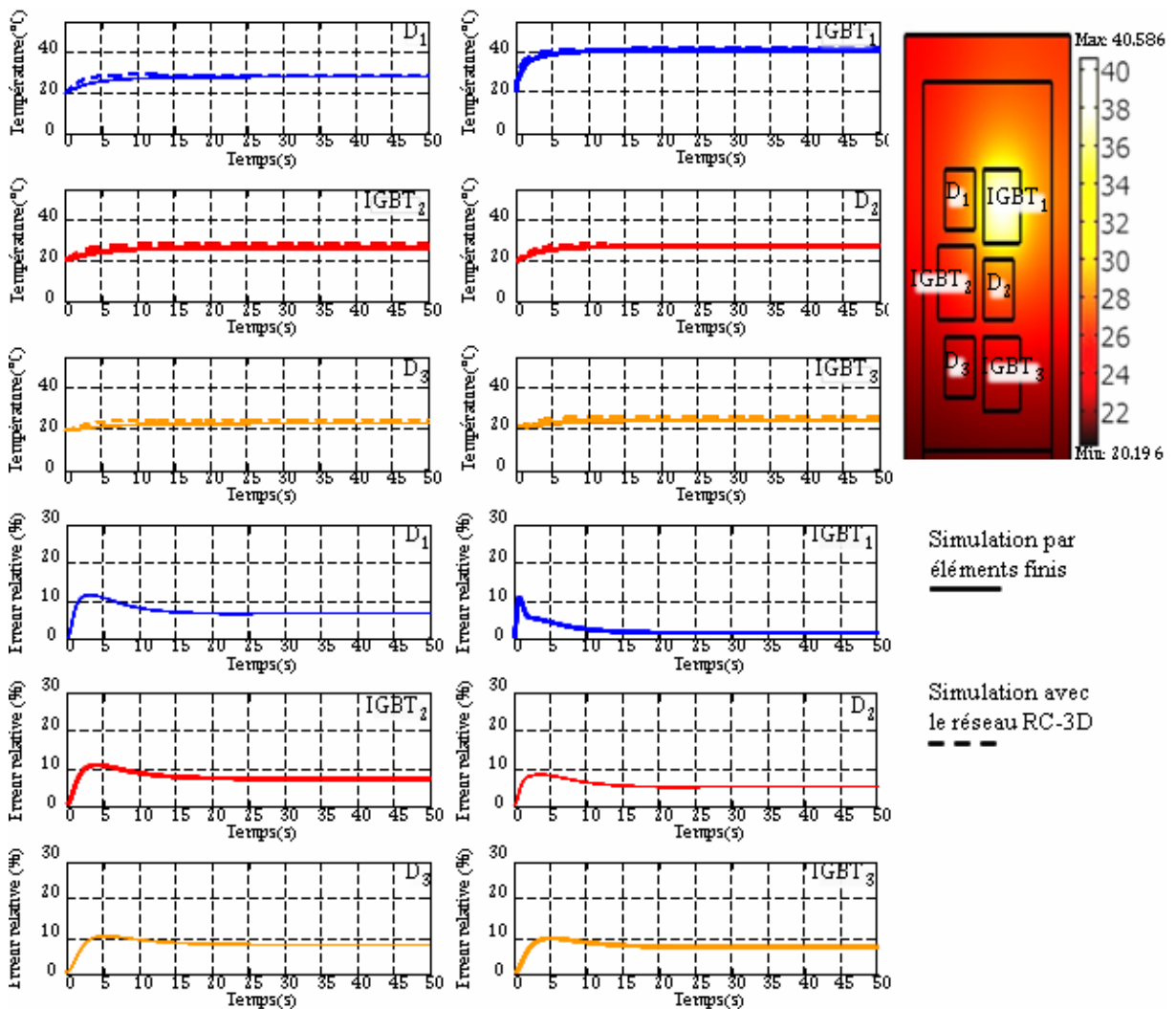


Figure 31 : Application d'un échelon de puissance sur un unique semi-conducteur

Cas n°2 :

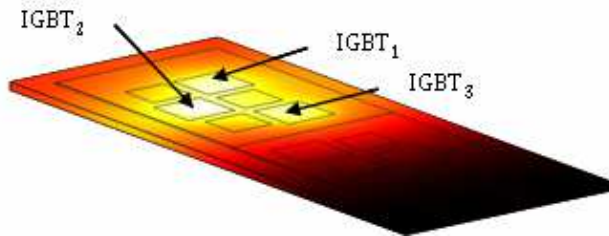


Figure 32 : Echauffement d'un groupe de semi-conducteurs, Cas non réel

L'échauffement d'un groupe de semi-conducteur a été effectué. Un premier groupe est constitué des trois IGBT de l'interrupteur du haut de la cellule de commutation. Le deuxième groupe correspond aux trois IGBT du bas de cette même cellule de commutation. Puis deux autres groupes correspondent respectivement aux trois diodes des interrupteurs du haut et du bas de la cellule de commutation.

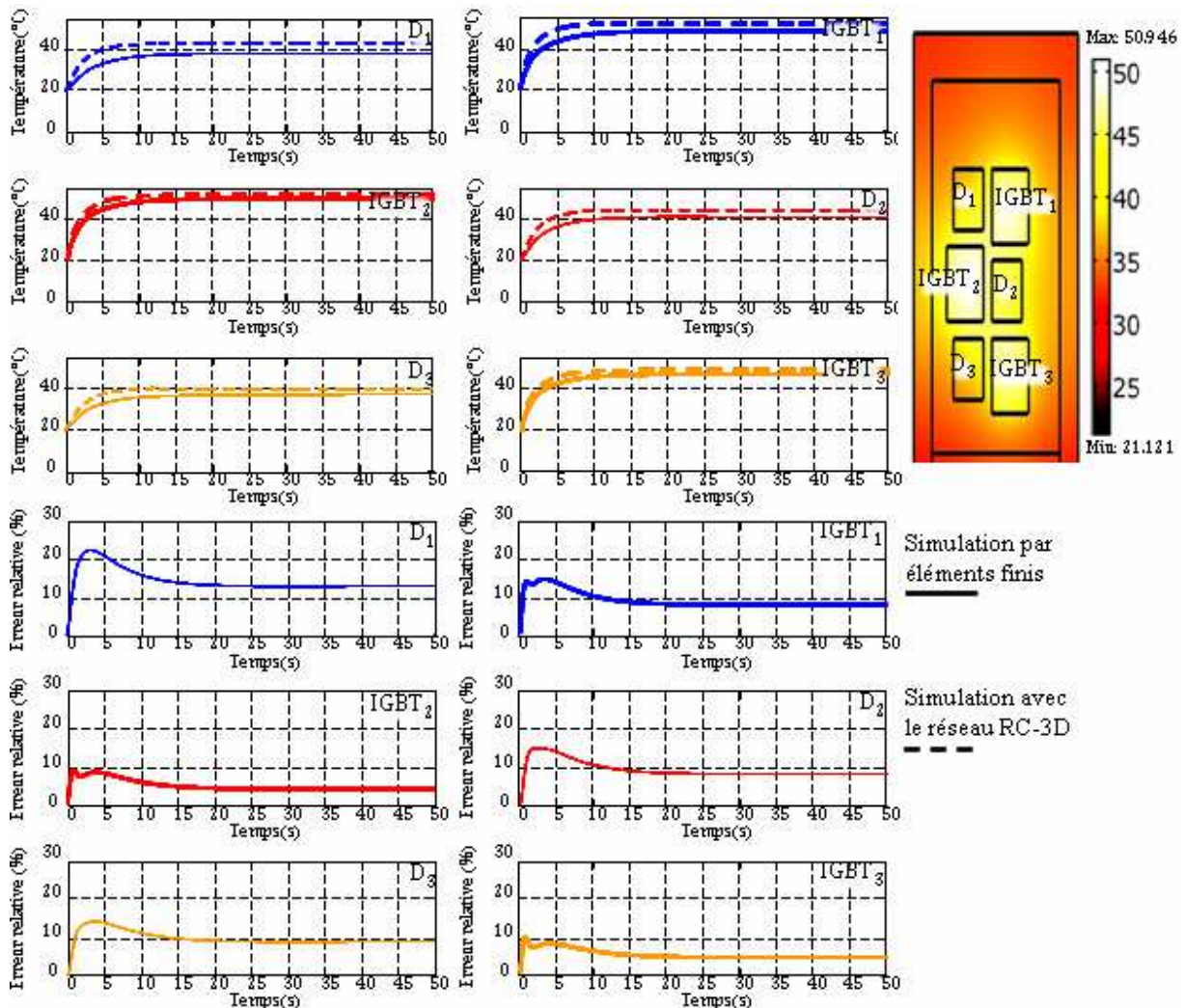


Figure 33 : Application d'un échelon de puissance à un groupe de semi-conducteurs

Cas n°3 :

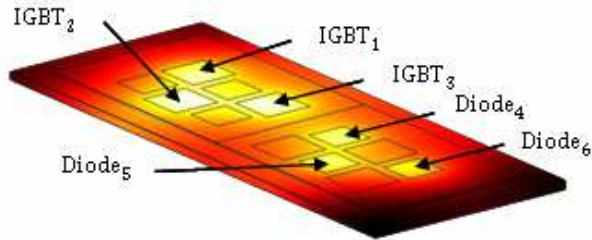


Figure 34 : Echauffement de deux groupes de semi-conducteurs, cas réel

Enfin, le troisième et dernier cas symbolise le fonctionnement réel du module. Dans cette situation, nous avons considéré le fonctionnement des trois IGBT de l'interrupteur du haut et des trois diodes de l'interrupteur du bas d'une même cellule de commutation. C'est le cas de fonctionnement à courant positif sortant du module. A l'inverse, la situation duale est la conduction des trois diodes de l'interrupteur du haut associée à la conduction des trois IGBT de l'interrupteur du bas.

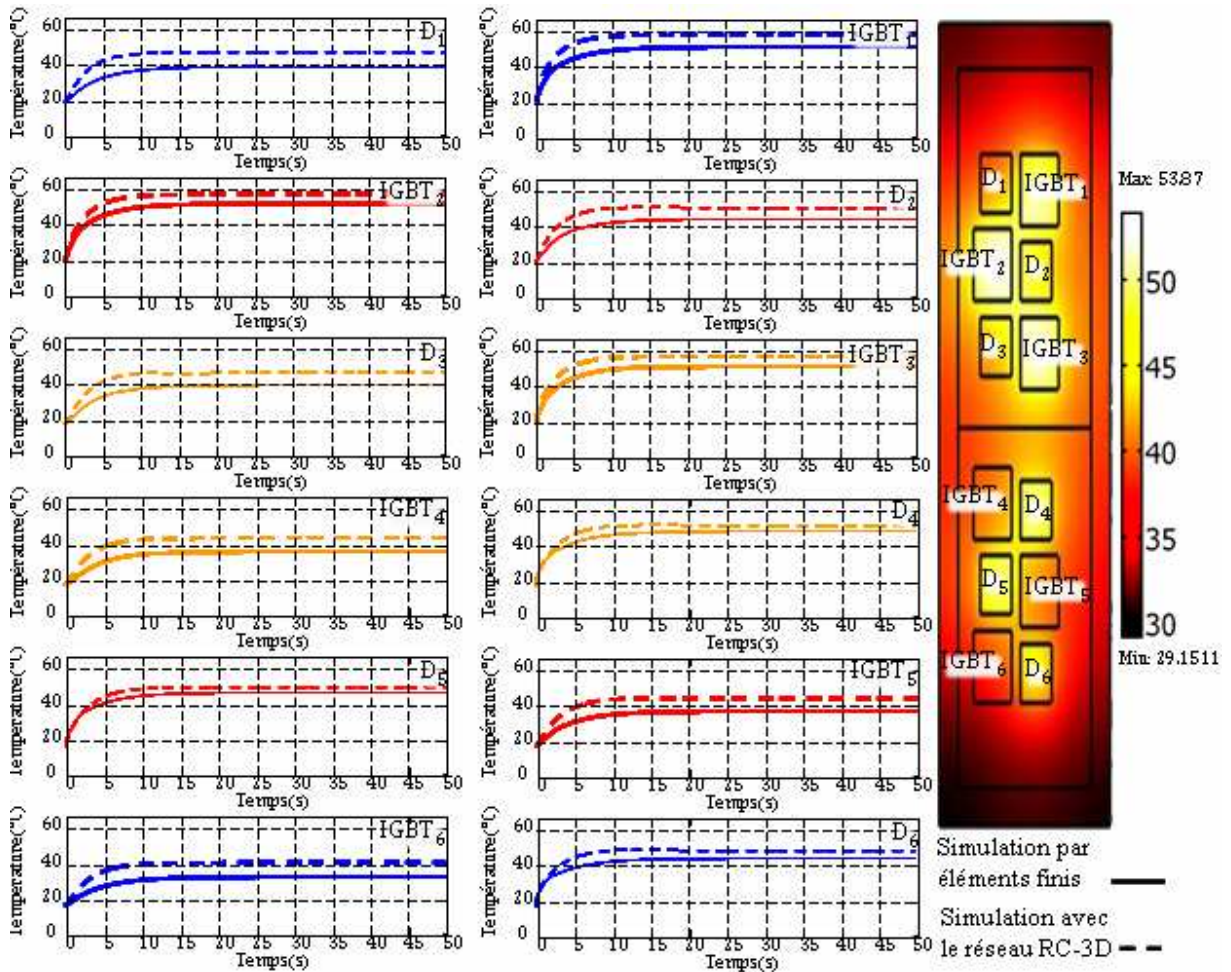


Figure 35 : Application d'un échelon de puissance à deux groupes de semi-conducteur

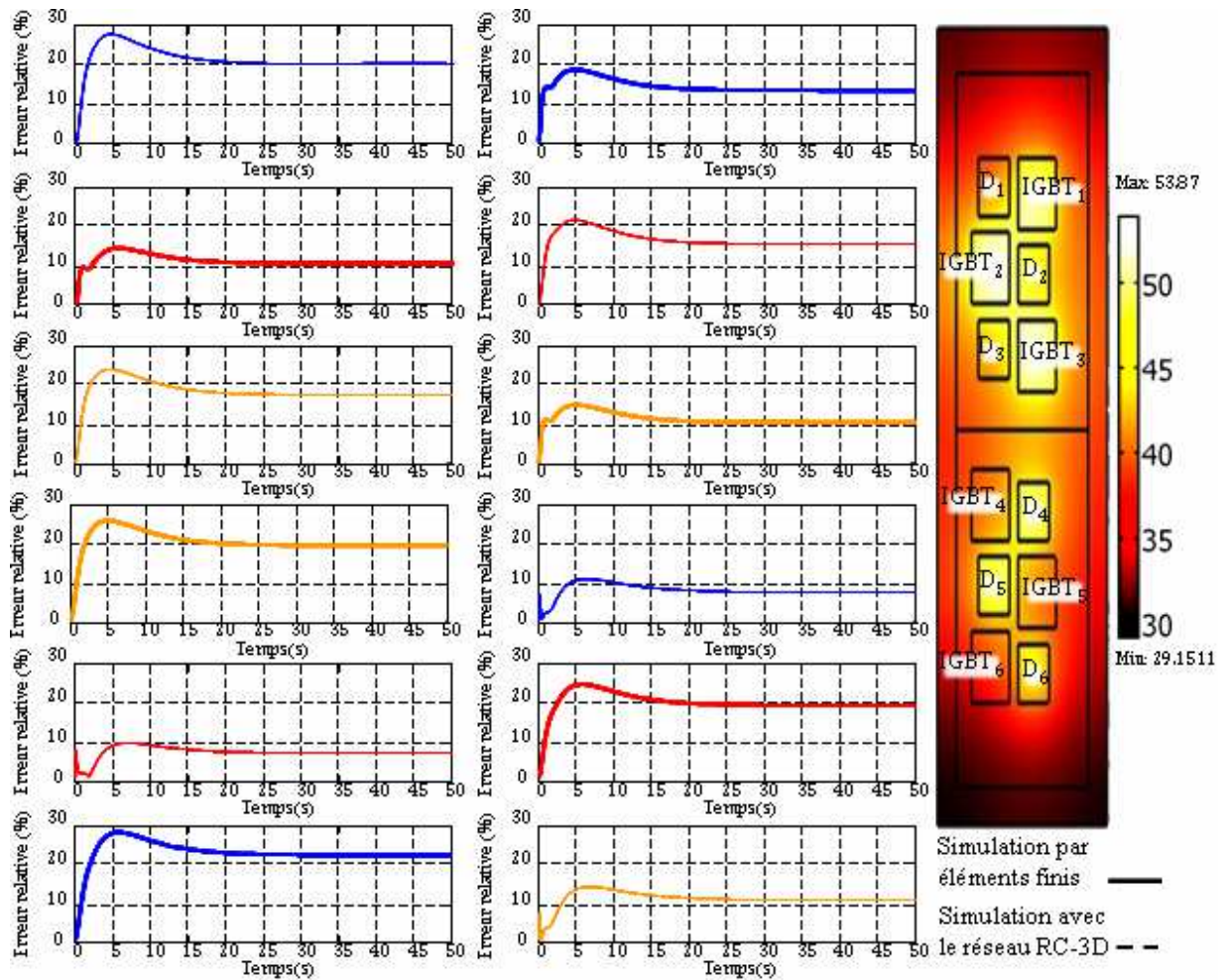


Figure 36 : Application d'un échelon de puissance à deux groupes de semi-conducteur, écart en pourcent entre la modélisation par éléments finis et le modèle RC-3D

Les résultats de simulation que nous avons obtenus montrent qu'il est possible de tenir compte des échauffements inter-puces sans ajouter un nombre important de cellules élémentaires. En régime transitoire, lors de l'application d'un échelon de puissance, on constate que l'erreur relative peut atteindre environ 20%. Ce résultat n'est pas satisfaisant et des travaux concernant l'optimisation de l'identification des paramètres doivent permettre de réduire cet écart sans pour autant multiplier le nombre de cellules. Notons que les erreurs relatives sont bien plus faibles lorsque l'on s'intéresse aux semi-conducteurs qui engendrent les pertes et donc l'échauffement. Ces premiers résultats nous ont confortés dans nos choix et nous avons décidé d'étendre l'étude aux régimes dynamiques à très faible fréquence. Un banc de test instrumenté a été développé afin de confronter notre modèle à des mesures.

3.4.2 Instrumentation d'un module 6MBI300U4-120, régime dynamique

Dans ce dernier paragraphe, nous allons présenter l'essentiel des travaux d'instrumentation du module IGBT étudié. Pour ce faire, ce module a été intégré au sein d'une structure de conversion statique permettant l'échange de puissance réactive entre la source et la charge. Ce choix a été opéré afin d'avoir à fournir uniquement les pertes engendrées par les semi-conducteurs et la charge. Cela a aussi permis de travailler avec de forts courants et sous des tensions importantes sans avoir la nécessité de fournir une puissance active conséquente. Ainsi, le banc expérimental développé permet de tester notre module soumis à une tension de bus continu pouvant atteindre 800V et un courant circulant dans la charge de 350A. Le dimensionnement du banc de capacité constituant le bus continu permet d'échanger une puissance réactive limitée à 20kVA. La fréquence de découpage des cellules de commutation est variable et nous présenterons les résultats obtenus avec une MLI naturelle à 10kHz. Le signal modulant est sinusoïdal et peut varier de 0Hz à plusieurs centaines de Hz. L'asservissement du courant n'est pas réalisé, une simple compensation active des temps morts a permis d'obtenir des résultats bien au-delà de nos attentes [MUN01].

Une unique cellule de commutation a fait l'objet d'une instrumentation. La structure retenue est une structure d'onduleur monophasé constituée d'une part, de la cellule de commutation instrumentée et, d'autre part d'une cellule de commutation d'un module auxiliaire. Nous avons retenu pour ce dernier un module 2MBI450U4-120 constitué d'une unique cellule de commutation et dont le calibre en courant est légèrement supérieur au module étudié. L'interrupteur du haut de la cellule de commutation instrumenté a fait l'objet de relevés de courants et tensions afin d'obtenir les pertes réelles qui ont lieu à chaque commutation.

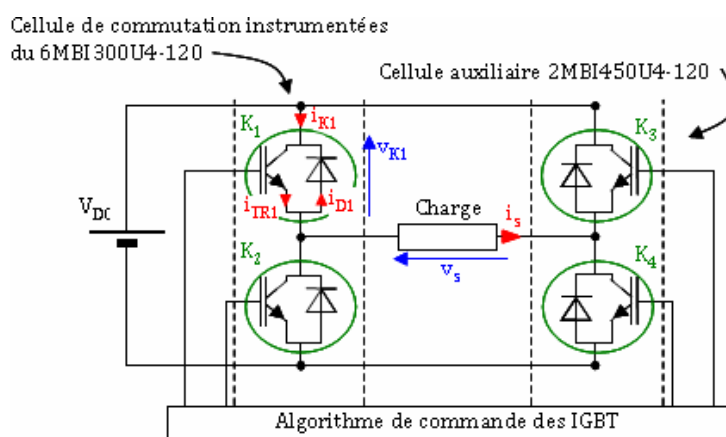


Figure 37 : Structure onduleur monophasé retenu pour les tests en régime dynamique

Ces mesures ont été relativement délicates puisque les retards engendrés par les sondes influencent grandement la valeur des pertes mesurées. Une phase de recalage a été nécessaire lors du traitement des données.

Concernant l'aspect thermique, les deux cellules de commutation constituant cet onduleur monophasé sont refroidies par deux plaques à eau distinctes. Cela nous a permis de découpler thermiquement les deux cellules et d'éviter toute perturbation de l'une sur l'autre. Ces plaques à eau sont en cuivre et à lame d'eau. Le système de refroidissement avait pour objectif la circulation du fluide de refroidissement, exclusivement constitué d'eau pour ces essais, avec un débit de six litres par minute. Nous avons choisi de maintenir ce fluide à 20°C tout au long de nos essais. Le module IGBT instrumenté a été usiné au niveau de sa semelle de cuivre afin d'y positionner treize micro-thermocouples. La Figure 38 montre le positionnement de ces thermocouples qui nous ont permis d'obtenir la température sous chaque puce de semi-conducteur ainsi qu'à proximité. L'entreprise ARCEL, fournisseur de matériel dans le cadre de ce projet, nous a gracieusement procuré deux modules 6MBI300U4-120 dépourvus du gel de silicone qui imprègne les puces de semi-conducteur à la fin du process industriel de fabrication. Cela nous a permis d'effectuer des mesures par thermographie infrarouge.

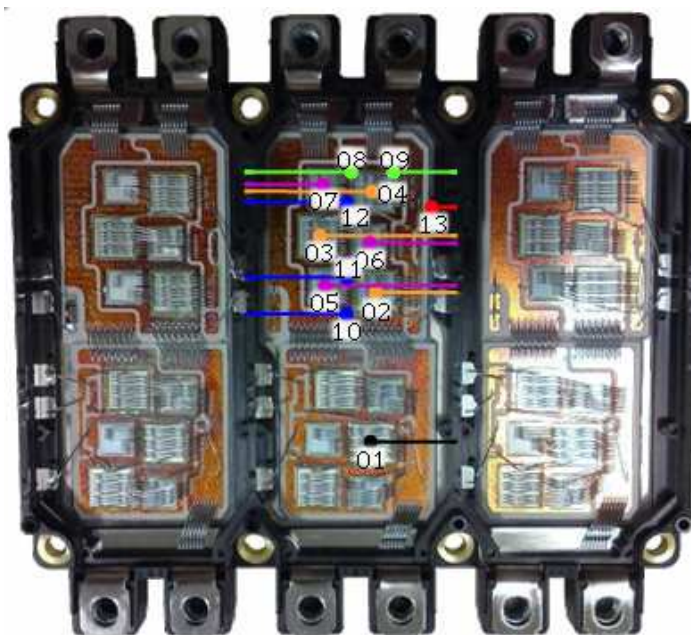


Figure 38 : Positionnement de micro-thermocouples dans la semelle de cuivre de la cellule de commutation instrumentée

Plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées pour différentes fréquences du signal modulant. Au-delà de 10Hz, l'excursion de température des puces de semi-conducteur est

de l'ordre du degré et permet d'affirmer que les phénomènes thermiques peuvent être découplés des phénomènes électriques. Rappelons que le simulateur électrothermique sur lequel nous travaillons doit permettre de montrer le comportement thermique du module IGBT lors de fonctionnements à très basse fréquence. Les mesures effectuées à 0,1Hz et à 1Hz ont été effectuées avec un courant de 100A traversant la charge et avec un bus continu fixé à 500V. Dans cette situation, les pertes totales en conduction et en commutation dans les IGBT sont respectivement égales à 33W et 82W. Au niveau des diodes, on dénombre 28W en conduction et 63W en commutation.

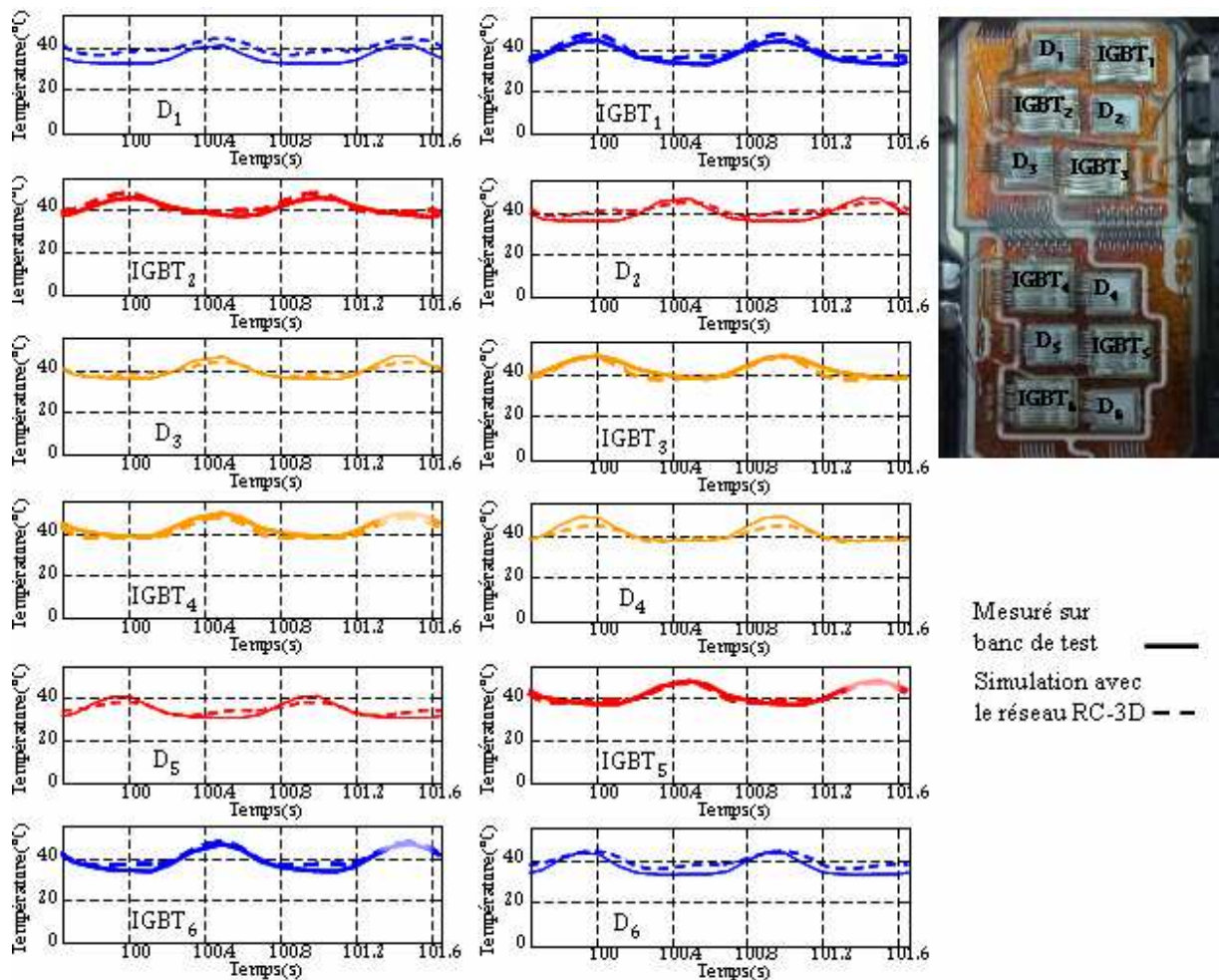


Figure 39 : Fonctionnement de la cellule de commutation instrumentée. Découpage de 100A sous 500V à 10kHz avec un modulant à 1Hz. Evolution de la température mesurée et simulée

Comme le montre la Figure 39, l'échauffement moyen se situe autour de 25°C, portant les semi-conducteurs à une température très faible d'environ 45°C avec un fluide de refroidissement à 20°C. Le relevé des excursions de températures montrent des variations

de l'ordre de 20°C sur certains IGBT et de l'ordre de 10°C pour certaines diodes. Notons que la précision sur l'estimation des températures est meilleure lorsque la puce de semi-conducteur considérée travaille. Cela est dû à une bonne estimation de la température d'une puce de semi-conducteur par le modèle thermique compact lorsque que celle-ci travaille. En revanche, l'estimation devient moins bonne pour les interactions inter-puces reflétant, peut être, une moins bonne identification des paramètres de la couche de couplage du réseau RC-3D. A 0,1Hz ces variations augmentent de façon notable pour atteindre 30°C sur quelques IGBT. Dans ce cas, la variation de température de la puce de semi-conducteur atteint 120% de l'augmentation de la température moyenne. Pour ces régimes de fonctionnement très particulier, la prise en compte de ce régime dynamique est essentielle pour assurer un dimensionnement pérenne des semi-conducteurs. L'emploi d'un tel simulateur permet d'estimer l'évolution des températures de jonction avec une précision directement liée au nombre de cellules du modèle thermique compact et de la qualité de l'identification des paramètres. Sur ce dernier point, notre travail reste totalement ouvert et pourrait faire l'objet de travaux passionnants.

3.5 Conclusion

En étudiant le comportement thermique d'une cellule de commutation intégrée dans un module IGBT 6-Pack FUJI, nous avons proposé un modèle thermique compact permettant d'estimer par simulation numérique l'évolution des températures de jonctions dans le cas de régimes de fonctionnement à très basse fréquence. De par la forte excursion en température des puces de semi-conducteur, ces régimes de fonctionnement, non classique, sont dimensionnant. Notre objectif a été d'étudier un compromis entre l'emploi d'un modèle thermique très affiné et un modèle compact. Ce dernier présente l'intérêt d'être moins coûteux en temps de calcul et peut être plus ou moins affiné en fonction de l'application. Nous avons abouti à un modèle dont la structure « verticale » est assurée par huit cellules élémentaires de type RC. La diffusion latérale et les effets inter-puces sont modélisés à l'aide d'une structure latérale RC. Le modèle compact proposé est inséré au sein d'un simulateur reflétant le comportement électrique du module étudié.

Les résultats de simulation obtenus avec notre modèle RC-3D, confrontés à des outils très performants tels que la simulation par éléments finis, nous ont confortés dans nos choix. L'instrumentation électrique et thermique d'un module 6-Pack de type 6MBI300U4-120 a été effectuée sur un banc de test et a permis d'obtenir de nombreux relevés. Le comportement à très basse fréquence, inférieur à 1Hz, a été analysé et montre des résultats de simulation très proches de nos relevés expérimentaux.

Le simulateur électrothermique développé permet aussi de contrôler l'évolution de la température de jonction du module 6-Pack dans le cadre de la commande des machines électriques. La simulation d'un cycle typique de démarrage d'une machine synchrone utilisée dans le cadre de la traction de véhicules électriques a été exposée dans la thèse de doctorat de M. Joe Antonios. A ce jour, l'identification des paramètres de notre modèle compact est empirique et mériterait une étude très approfondie. La suite de ces travaux aurait pu être envisagée sous cet angle et le banc de test développé permettrait de valider des algorithmes d'identification. Cela étant, comme évoqué lors de la présentation de mes activités de recherche, j'ai décidé de réorienter ma thématique sur les interactions dites « énergie - communication » en m'intéressant plus particulièrement au Courants Porteurs en Ligne (CPL) dans le cadre de l'électronique de puissance.

3.6 Production scientifique associée à ce travail

- [RICL.8] J. ANTONIOS, N. GINOT, C. BATARD, M. MACHMOUM, Y. SCUDELLER: A model reduction approach for constructing compact dynamic thermal models of IGBT-modules of inverters, Microelectronics Journal, juin 2012, vol. 43, n°6, pp 345-352*
- [CICL.15] J. ANTONIOS, C. BATARD, Y. SCUCELLER, N. GINOT, M. MACHMOUM: Methodology for constructing a compact electro-thermal model for IGBT-based power inverters, ELECTRIMACS 2011, 6-8 juin 2011, Cergy-Pontoise, France, 6 pages*
- [CICL.14] J. ANTONIOS, C. BATARD, N. GINOT, Y. SCUDELLER, M. MACHMOUM: Construction of a multi-frequency compact electro-thermal model for IGBT-based power inverters, 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 30 août-1er septembre 2011, Birmingham, UK, 10 pages*
- [CICL.11] J. ANTONIOS, N. GINOT, C. BATARD, Y. SCUDELLER, M. MACHMOUM: Electro-thermal investigation of silicon power inverters operating at low switching frequencies, IEEE-EuroSimE'10, 26-28 avril 2010, Bordeaux, France, 5 pages*
- [CNCL.3] C. BATARD, N. GINOT, J. ANTONIOS, Y. SCUDELLER: Analyse électrothermique des modules IGBT. Modélisation et expérimentation, 14ème édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF), 5-7 juillet 2012, Bordeaux, France, 6 pages*
- [CNCL.1] J. ANTONIOS, N. GINOT, C. BATARD, Y. SCUDELLER, M. MACHMOUM: Modélisation électrothermique des onduleurs fonctionnant à très basse fréquence, 13ème édition Conférence d'Electronique de Puissance du Futur (EPF), 30 juin – 2 juillet 2010, Saint-Nazaire, France, 6 pages*

4 Transport d'informations sur Réseaux Modulés en Largeur d'Impulsions

Encadrement associé à ce travail :

v *Stage de MASTER et Thèse de doctorat de M. Marc-Anthony MANNAH*

v *Thèse de doctorat (en cours) de M. Jérémie JOUSSE*

Collaboration industrielle associée à ce travail :

v *Novéa Energie – CEA INES dans le cadre de la Thèse de doctorat (en cours) de M. Jérémie JOUSSE*

4.1 Introduction

Ce dernier chapitre est consacré à une activité de recherche portant sur les Courants Porteurs en Ligne (CPL) dédiés aux réseaux Modulés en Largeur d'Impulsions (MLI). Cette activité de recherche a débuté sur le site de Nantes en fin d'année 2007. Comme évoqué dans le paragraphe «- II - 1 - Contexte », ces activités sont devenues peu à peu mes travaux privilégiés. Ils ont tout d'abord débuté dans le cadre des activités de rapprochement inter-équipes au sein du laboratoire IREENA. Aujourd'hui ces travaux font partie de l'équipe « Systèmes de Communications Numériques (SCN) » du laboratoire IETR. Notons qu'une équipe sur le site de Rennes de l'IETR traite des problématiques des CPL dédiés aux réseaux sinusoïdaux domestiques et aux applications embarquées à courant continu [WIL01]. Des activités connexes sur réseaux MLI sont abordées par Ahola J. et Kosonen A. au Lappeenranta University of Technology en Finlande [AHO01-03]. Dernièrement ces travaux ont été orientés sur les CPL pour réseaux continus à basse tension [PIN01].

Ce chapitre se décompose en cinq parties. A la suite de cette introduction, la deuxième partie traite des ensembles convertisseur-machine et de l'intérêt de la communication par CPL dans ce cadre. La troisième partie aborde le principe des onduleurs de tension et les contraintes liées à la commutation des semi-conducteurs. J'aborderai dans cette partie l'occupation fréquentielle de la tension présente en sortie d'un onduleur. La partie suivante est consacrée au couplage sur les réseaux MLI en présentant une structure avec filtrage passif du réseau de puissance puis une structure de coupleur adaptée aux réseaux MLI. La quatrième et dernière partie fait l'objet de résultats théoriques et expérimentaux obtenus sur des ensembles convertisseur-machine. Après une conclusion intermédiaire, un paragraphe

est consacré à la présentation d'activités en cours que nous avons avec un partenaire industriel et l'Institut National de l'Energie Solaire (CEA-INES).

4.2 Intérêt des PLC au sein des ensembles convertisseur - machine

On entend par ensemble convertisseur-machine l'association d'un convertisseur statique à base d'électronique de puissance et d'un actionneur électromécanique. Le convertisseur statique est souvent appelé « onduleur de tension » ou plus simplement « onduleur ». C'est un convertisseur DC/AC, c'est-à-dire qu'il assure la conversion de l'énergie électrique initialement sous forme continue en une forme alternative. Dans le cas du freinage d'une machine électrique, cette transformation de la forme de l'énergie électrique se fait naturellement dans le sens opposé. Les actionneurs électromécaniques sont nombreux mais les plus répandus sont les moteurs électriques de type synchrone ou asynchrone. La plupart des machines employées dans l'industrie sont de type asynchrone. On retrouve ces machines dans les systèmes de ventilation, les entraînements de convoyeur, les motorisations... De par leur principe de fonctionnement, ces machines ne sont quasiment jamais employées dans le cadre d'asservissement en position. En revanche, elles sont parfaitement adaptées à la variation de vitesse où elles sont intégrées au sein d'un asservissement. Les machines de type synchrone sont quant à elles souvent utilisées au sein d'une boucle d'asservissement en position. Ce sont des machines qui peuvent aisément fournir du couple à l'arrêt et à très basse vitesse. Elles sont employées dans la quasi-totalité des machines outils d'usinage ou de rectification sous le nom de « moteur brushless ».

Que l'on s'intéresse à l'asservissement en vitesse d'une machine asynchrone ou à l'asservissement en position d'un moteur synchrone, la structure de la boucle de contre réaction est similaire. On retrouve à proximité de la machine un capteur de vitesse ou de position capable de renvoyer leurs informations jusqu'au convertisseur statique. Une liaison électrique entre le moteur et le convertisseur est alors nécessaire. Cette liaison est bien souvent coûteuse en termes d'installation de câblage et de connectique. Dans le cas d'applications plus spécifiques, des mesures de température, de pression d'huile ou de vibration sur les paliers sont aussi effectuées au niveau de la machine. Dans le cas de systèmes sensibles (systèmes d'armes, propulsion sensible...), il n'est pas rare que ces liaisons électriques, liées au transport de l'information, soient doublées.

La Figure 40 montre la structure classique d'un ensemble convertisseur machine. On retrouve, à gauche, le convertisseur statique composé de trois cellules de commutation. A droite, la machine est associée à une pluralité de capteurs [RAZ01]. Entre la machine et le convertisseur on peut recenser les liaisons « bas niveau » pour le transport de l'information et les liaisons « de puissance » pour véhiculer l'énergie. Dans cet exemple, ces dernières sont au nombre de trois. Dans le cas d'installation de très forte puissance ou d'installation

nécessitant une redondance, le réseau d'énergie entre la machine et le convertisseur peut être composé d'un nombre important de phases.

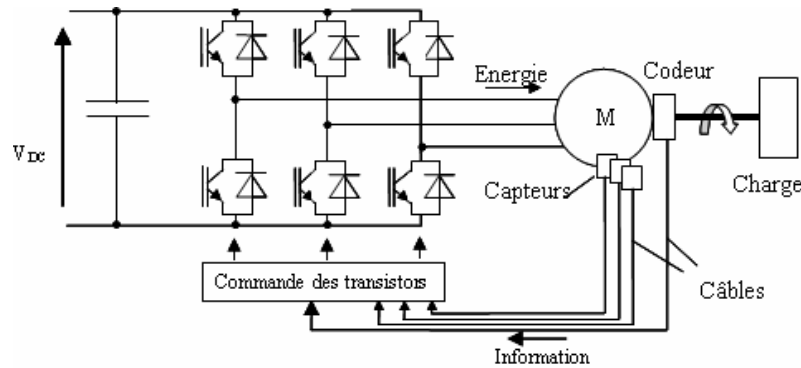


Figure 40 : Ensemble convertisseur-machine

A présent, intéressons nous au type d'information qui circule entre une machine et son convertisseur. Pour ce faire, nous allons nous attarder sur la fonction « codeur » évoquée à la Figure 40. Quelle que soit la technologie employée pour effectuer la mesure de la vitesse de rotation ou de la position angulaire de l'arbre de la machine, le débit utile après conditionnement du capteur dépend uniquement de l'application. Les technologies de codeurs dites « resolver ou optique » avec une précision incrémentale ou absolue sont couramment employées. Naturellement, le débit nécessaire est d'autant plus important que la vitesse est élevée et que la précision sur la position angulaire de l'arbre est meilleure. On devine alors que les applications les plus contraignantes sont celles mettant en œuvre des machines de type synchrone asservies en position. En notant N_{pos} le nombre de positions mesurées par tour, N_b le nombre de bits nécessaires pour coder les N_{pos} positions et N la vitesse de rotation de la machine on peut écrire :

$$D = N_{pos} \cdot N_b \cdot N \quad (14)$$

$$[bit / s] = [pos. / tr] \cdot [bit / pos.] \cdot [tr / s]$$

Le débit brut nécessaire, noté D , est calculé pour différentes vitesses de rotation et différentes précisions sur l'angle de position. A ce débit brut, il est nécessaire d'ajouter les bits d'encapsulation liés au protocole.

Vitesse angulaire en tr/min	1500	3000	1500	3000	1500	3000	1500	3000
Précision nécessaire en °	2		1		0,5		0,1	
Débit brut en kbit/s	36	72	81	162	180	360	1080	2160

Tableau 2 : Débit brut nécessaire pour un asservissement en position d'une machine synchrone ; Evolution en fonction de la vitesse et de la précision angulaire

Ces données sont à ce jour transmises à l'aide d'une ou plusieurs liaisons auxiliaires parfois full-duplex. Les liaisons de puissance véhiculent l'énergie électrique et pourraient être utilisées comme canal de communication. La mise en commun de ce canal de communication et du canal d'énergie permet ainsi de s'affranchir d'une liaison physique annexe dédiée au transport d'information [COA01][KOS01-02-03]. La technologie CPL déployée dans les habitations a prouvé la faisabilité d'obtention de forts débits sur les réseaux sinusoïdaux et ce malgré la présence de consommateurs et de canaux de communication à topologie variable. Nos travaux, orientés sur les réseaux MLI, ont débuté par l'étude fine de l'impact de la commutation des semi-conducteurs sur la composition fréquentielle de la tension en sortie des onduleurs.

4.3 Bruit généré par les onduleurs de tension, commutation des semi-conducteurs

Les onduleurs de tension peuvent se présenter sous plusieurs formes. La structure la plus répandue est composée de trois cellules de commutation ; chacune d'elle étant constituée de quatre semi-conducteurs de type IGBT et diode dans la plupart des cas. Des structures dites multi-niveau sont réalisées en mettant en série plusieurs semi-conducteurs au niveau de chaque cellule de commutation. Ces structures présentent l'intérêt d'assurer la répartition de la tension du bus continu sur plusieurs semi-conducteurs. Elles permettent aussi de réduire le THD des tensions présentes en sortie de l'onduleur. Nous ne nous sommes pas intéressés à ces dernières structures car elles ne représentent qu'une infime part des onduleurs de tensions employés dans le cadre du pilotage d'actionneurs électromécaniques.

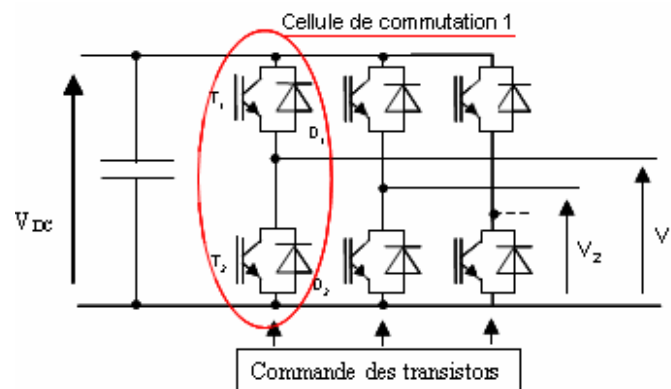


Figure 41 : Onduleur de tension à deux niveaux

Le pilotage des interrupteurs de puissance, constitués de T_1 , D_1 et T_2 , D_2 pour la cellule de commutation numéro 1, est assuré par une modulation par largeur d'impulsions (MLI) (Figure 41).

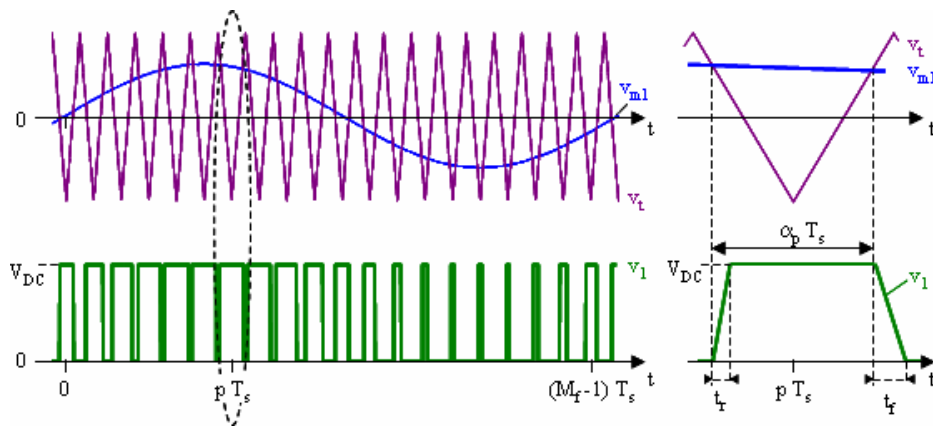


Figure 42 : Forme d'onde théorique de la commutation au sein d'un onduleur de tension

La comparaison d'un signal modulant sinusoïdale V_{m1} à une porteuse triangulaire V_t permet d'obtenir le signal de commande de la cellule de commutation 1. La tension V_1 prend deux valeurs possibles qui sont soit V_{dc} , soit $0V$. Le passage de $0V$ vers V_{dc} s'effectue en un temps t_r , le passage de V_{dc} vers $0V$ dure un temps t_f (Figure 42).

Les différents types de commutation que l'on rencontre dans une cellule de commutation ont été présentés au chapitre - II - 3 « Modélisation Electrothermique des Modules IGBT ». On retiendra qu'en fonction du courant, la commutation peut être dite « douce » ou « dure » et que les commutations « douces » sont très rares à tel point qu'elles ne sont pas considérées. Par exemple, sur la Figure 43, l'amorçage de l'IGBT T_1 passe par le blocage de la diode D_1 . C'est une commutation dure schématisée ainsi :

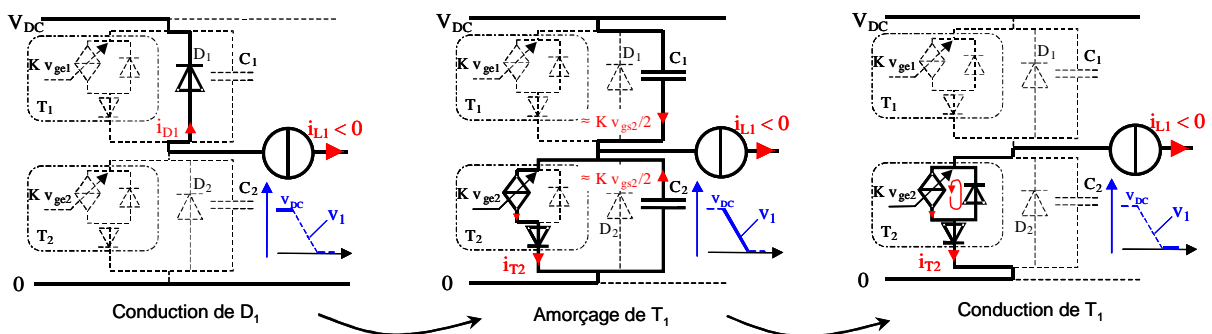


Figure 43 : Commutation dure Diode vers IGBT

Nous considérons que la tension V_1 évolue de V_{dc} vers $0V$ de façon linéaire en un temps t_f . De la même manière, la commutation IGBT T_1 vers la diode D_1 est une commutation dure d'une durée t_r et dont le processus est représenté ci-dessous :

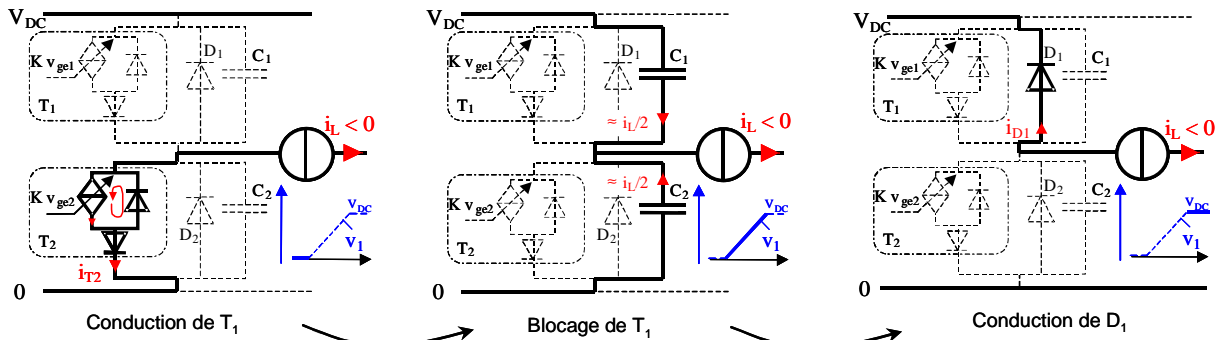


Figure 44 : Commutation dure IGBT vers Diode

Cette modélisation, qui est abordée dans la thèse de doctorat de Marc Anthony Mannah, est une simplification de la commutation réelle qui, dans certains cas, peut voir les temps t_r et t_f évoluer en fonction du courant de charge. Aussi, des phénomènes d'oscillation peuvent apparaître lors de chaque changement d'état d'un semi-conducteur. Ces oscillations sont généralement mono fréquentielles et génèrent un bruit à bande très étroite comme sur la Figure 45.

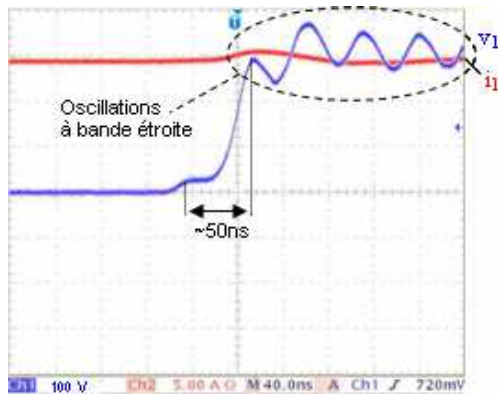


Figure 45 : Oscillation à bande étroite à 20MHz lors d'une commutation à l'amorçage sous un courant de 15A et une tension de 325V.

Enfin, le rapport cyclique α_p de la commande de chaque interrupteur suit une évolution sinusoïdale. C'est la profondeur de modulation de α_p qui permet le réglage de la valeur efficace du fondamentale de la tension en sortie de chaque cellule.

$$\alpha_p = \frac{1}{2} \left(1 + M_a \sin \left(\frac{2\pi p}{M_f} \right) \right) \quad (15)$$

Avec M_a le taux de modulation, M_f le rapport entre la fréquence de découpage de l'onduleur et la fréquence du signal modulant et p la $p^{\text{ième}}$ période de découpage. Sur une

période du signal modulant, les coefficients de la décomposition en série de Fourier de la tension V_1 s'écrivent :

$$\underline{C}_n = \frac{1}{T_m} \sum_{p=0}^{p=M_f-1} \left(\int_{T_s(p-\alpha_p/2)}^{T_s(p-\alpha_p/2)+t_r} v_1(t) e^{-jn\omega_m t} dt + \int_{T_s(p-\alpha_p/2)+t_{rp}}^{T_s(p+\alpha_p/2)} v_1(t) e^{-jn\omega_m t} dt + \int_{T_s(p+\alpha_p/2)}^{T_s(p+\alpha_p/2)+t_f} v_1(t) e^{-jn\omega_m t} dt \right) \quad (16)$$

$$\underline{C}_n = \frac{V_{DC}}{(2n\pi)^2} \sum_{p=0}^{M_f-1} \left(e^{-jn\frac{2\pi}{M_f}\left(p-\frac{\alpha_p}{2}\right)} \left(e^{-jn2\pi\frac{t_r}{T_m}} - 1 \right) \frac{T_m}{t_r} + e^{-jn\frac{2\pi}{M_f}\left(p+\frac{\alpha_p}{2}\right)} \left(e^{-jn2\pi\frac{t_f}{T_m}} - 1 \right) \frac{T_m}{t_f} \right) \quad (17)$$

Avec T_m qui représente la période du signal modulant.

Le module des coefficients C_n est directement proportionnel à la tension V_{dc} appliquée à l'entrée de l'onduleur. Cela signifie que le niveau de bruit généré par l'onduleur est d'autant plus faible que sa tension d'alimentation est faible. De la même manière, les temps de commutation des semi-conducteurs influent directement sur le module des C_n par l'intermédiaire des rapports T_m/t_r et T_m/t_f . La limitation du bruit généré par la commutation de l'onduleur passe par l'augmentation des temps de commutation et la réduction de la tension du bus continu. C'est exactement ce que l'on cherche à éviter en conversion d'énergie car l'augmentation des temps de commutation génère des pertes thermiques supplémentaires au sein des IGBT. La réduction de la tension du bus continu contribue à augmenter les courants au sein de chaque cellule de commutation. Ainsi, à la lecture de la relation (17), nous pouvons constater qu'un compromis est nécessaire entre la limitation du bruit généré par l'onduleur et le maintien du rendement de ce dernier à une valeur raisonnable. Dans le cas du variateur de vitesse industriel que nous utilisons, la tension du bus continu est de 325V. Les temps de commutation t_r et t_f sont respectivement proches de 50ns et 250ns au courant nominal. Le bruit généré par l'onduleur sur la tension composée U_{12} est obtenu en retranchant la tension V_2 à la tension V_1 :

$$\underline{U}_{12} = \underline{V}_1 - \underline{V}_2 \quad (18)$$

$$\underline{C}_{nU_{12}} = \underline{C}_{nV_1} - \underline{C}_{nV_2}$$

Le tracé de ce bruit pour des fréquences comprises entre 1MHz et 200MHz est présenté en Figure 46.

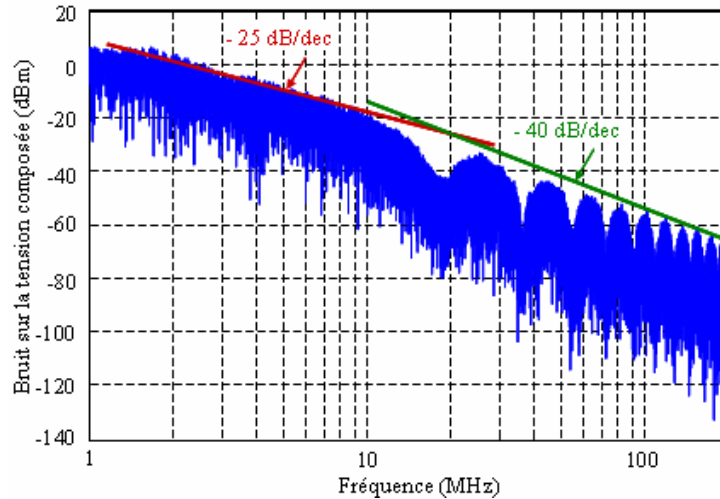


Figure 46 : Bruit généré par l'onduleur sur la tension composée U_{12} dans la bande $1/T_m$ soit 50Hz

Le niveau de bruit généré entre 1MHz et 10MHz est important et se situe proche de 0dBm. Le niveau se situe à environ 10dBm à 1MHz pour chuter à -20dBm à 10MHz. Afin d'optimiser la puissance de la/des porteuse(s) du modulateur, il n'est pas envisageable de transmettre de l'information dans cette gamme fréquentielle. Aussi, il peut être opéré : soit un filtrage passif de type passe bas des tensions composées issues de l'onduleur, soit un filtrage passif de type passe bande au niveau du couplage de l'information sur le réseau MLI.

4.4 Filtrage passif, couplage sur les réseaux MLI

4.4.1 Filtrage passif du réseau MLI

La première approche consiste à générer un réseau sinusoïdal (ou presque) à partir du réseau MLI. Ce filtrage ne doit pas impacter le rendement de la chaîne de conversion. Aussi un filtrage non dissipatif de type LC est obligatoire. Ce filtrage atténue les produits d'intermodulation situés autour des fréquences multiples de la fréquence de découpage de l'onduleur. Les éléments L et C qui constituent le filtre sont respectivement parcourus par le courant principal qui circule sur le réseau pour alimenter la machine et le courant de découpage. Leurs caractéristiques fréquentielles sont celles que l'on rencontre dans le domaine de l'électronique de puissance.

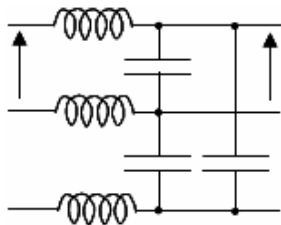
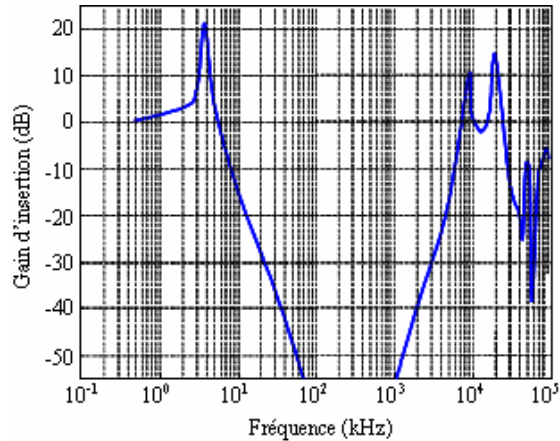


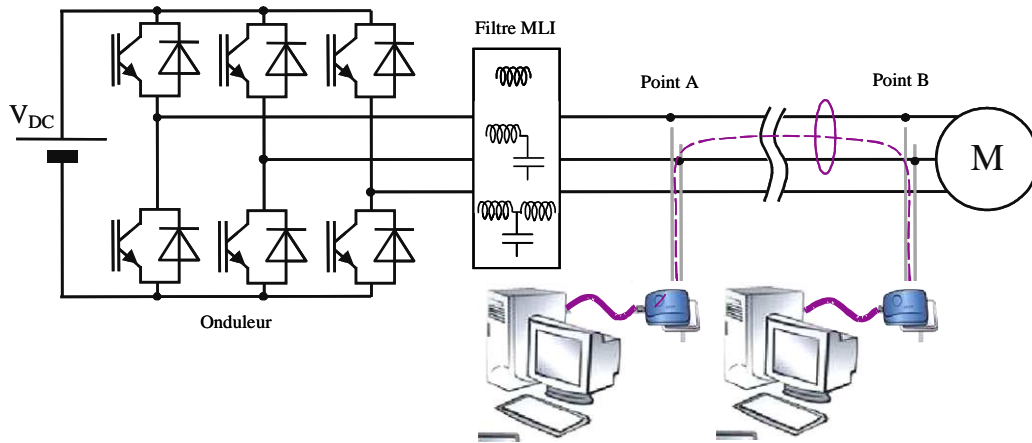
Figure 47 : Filtrage passif du réseau MLI



Nous avons volontairement choisi des inductances dédiées au filtrage MLI. Elles présentent des capacités inter-spikes non négligeables et le circuit magnétique n'est pas adapté au-delà de quelques centaines de kHz. Les condensateurs présentent des fréquences d'auto-résonance inférieures à 1MHz. Il n'est alors pas surprenant d'obtenir le gain d'insertion évoqué à la Figure 47. Ce gain est tracé sans aucune charge connectée au filtre. Il montre une fréquence de résonance proche de 4kHz puis une chute de 40dB/dec jusqu'à quelques centaines de kHz. Une remontée est visible pour des fréquences supérieures au MHz. Le comportement d'un tel filtre limite donc le bruit lié à la modulation par largeurs d'impulsions mais ne permet pas d'obtenir un réseau MLI dont le comportement fréquentiel au-delà du MHz est proche d'un réseau sinusoïdal.

Les CPL de type « Home Plug », dédiés aux applications domestiques, mettent en œuvre une modulation à étalement du spectre comprise entre 1MHz et 30MHz. Le couplage sur le réseau est assuré par une structure de filtrage construite autour d'un condensateur de liaison et d'un transformateur large bande. L'association du condensateur et de l'inductance de magnétisation du transformateur forme un filtre de type passe haut d'ordre deux. L'évolution de la perméabilité magnétique du transformateur a une influence [BIN01] et permet de limiter la bande passante à 30MHz pour les modems 85Mbit/s. Ainsi, le coupleur se comporte comme un filtre passe bande dans la gamme de fréquence 1MHz – 30MHz. Nous avons effectué des mesures de débit obtenues avec un modem de type « Home Plug 85Mbit/s » pour différentes structures de filtrage du réseau MLI. La première structure fut un filtre de dv/dt . Ces filtres sont couramment utilisés en électronique de puissance pour limiter la vitesse de montée de la tension MLI. Ces filtres sont simplement constitués d'une inductance série. La deuxième structure est le filtre LC présenté précédemment. Le

troisième filtre est un filtre de type LCL. L'onduleur et la machine sont distants de 50m. Les mesures sont effectuées pour différentes valeurs du bus DC d'alimentation.



V_{DC} (V)	0	50	100	150	200	250	300
Débit Mbit/s - Sans Filtre	85	7	0	0	0	0	0
Débit Mbit/s - Filtre dv/dt	85	33	26	24	20	19	10
Débit Mbit/s - Filtre LC	85	42	32	32	32	32	32
Débit Mbit/s - Filtre LCL	85	49	37	37	37	37	37

Figure 48 : Filtrage du réseau MLI : structures de filtrages et débits associés

Les débits obtenus montrent la capacité des modems de type « Home Plug » à fonctionner sur les réseaux MLI ayant subi au préalable un filtrage passif. Le filtrage de type LC permet d'obtenir un débit de 32Mbit/s avec une tension d'alimentation de 300V. Au regard des débits nécessaires évoqués au paragraphe 4.2 « Intérêt des PLC au sein des ensembles convertisseur - machine », la structure de filtrage de type LC semble suffisante. Nous avons montré dans [RICL.5] qu'une telle structure peut être mise en œuvre dans le cas du contrôle en vitesse d'une machine mais que les retards non déterministes rendent difficiles le contrôle de la stabilité de la boucle d'asservissement.

Dans le cadre de la plupart des applications industrielles, nous ne pouvons pas proposer un filtrage du réseau MLI. Une des principales raisons est l'augmentation du volume du convertisseur lié au filtre. Aussi, l'ajout des condensateurs augmente le nombre de variables d'état de la charge vue par l'onduleur. Les algorithmes de régulation doivent prendre en considération l'asservissement du courant utile pour la machine et l'asservissement de la tension aux bornes de chaque condensateur. Cette structure alourdit considérablement la boucle d'asservissement et rend plus complexe le contrôle en couple des machines

électriques. C'est pourquoi, nous avons entrepris l'étude d'un coupleur dédié au réseau MLI.

4.4.2 Couplage sur les réseaux MLI

Rappelons tout d'abord que les réseaux MLI sont constitués de fronts de commutation dont la pente peut atteindre plusieurs dizaines de kV/ μ s. Les tensions continues fréquemment rencontrées et présentes en entrée des onduleurs industriels sont de : 325V pour les variateurs de vitesses de faible puissance ; 565V pour les variateurs industriels de moyenne puissance. Les onduleurs sont, dans la très grande majorité des cas, des structures à deux niveaux dont l'occupation spectrale a été présentée au paragraphe 4.3 « Bruit généré par les onduleurs de tension, commutation des semi-conducteurs ». Les tensions mises en jeu imposent un niveau d'isolement entre le réseau de puissance et l'électronique de commande. Deux types de coupleurs assurant l'isolement sont employés dans le cadre des applications CPL.

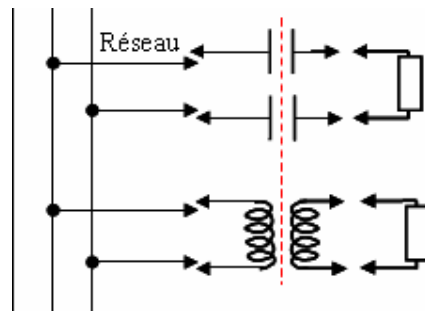


Figure 49 : Coupleur à structure capacitive ou inductive

Le premier principe de couplage emploie une capacité de liaison [BIL01][JAN01]. L'isolement se résume à la présence d'une impédance capacitive entre le point chaud et l'électronique bas niveau. Cette méthode de couplage est privilégiée pour les réseaux à basse tension. Dans le deuxième coupleur, l'isolation galvanique est assurée par l'insertion d'un transformateur. Cette méthode présente l'avantage d'être sécuritaire ce qui est un point clef dans le cadre de nos applications. La nature du réseau MLI ne permet pas la connexion directe d'un transformateur entre deux des trois phases de ce dernier. L'isolement doit aussi respecter la règle $2xU+1000V$ ce qui signifie que des tensions minimales d'isolement de 1650V et 2130V doivent respectivement être considérées pour les réseaux 325 V et 565V. Notre approche a consisté à répartir l'isolement en employant un filtre passif entre le réseau MLI et le transformateur. Ce filtre passif à structure échelle d'ordre cinq présente une réponse de type Butterworth. Le choix s'est porté sur une structure dont le premier élément est une capacité et dont la valeur est répartie de part et d'autre des connexions sur le réseau (Figure 50). Le bruit généré par l'onduleur est

considéré comme une source de tension idéale c'est-à-dire un générateur de Thévenin dont l'impédance de source est nulle. Côté électronique l'impédance vue est égale 50Ω . Le filtre est donc dissymétrique et la détermination de la valeur des composants doit en tenir compte. Ces calculs sont abordés en détail dans [COT01]. Nous avons présenté nos résultats dans [RICL.10].

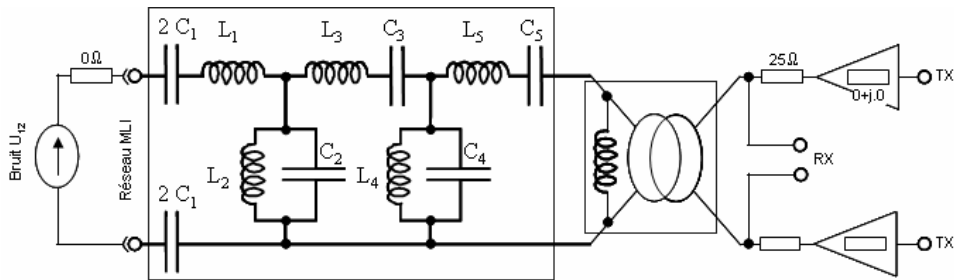


Figure 50 : Structure du coupleur pour réseau MLI

La répartition fréquentielle de la puissance du bruit, noté « Bruit U_{12} » sur la Figure 46, lié au découpage de l'onduleur présente une décroissance de 40dB/dec au-delà de 20MHz pour atteindre environ -45dBm à 70MHz . Le choix de la largeur de bande doit permettre de positionner une ou plusieurs porteuses et d'assurer un niveau de bruit assez faible. Aussi, pour des raisons technologiques, la largeur de bande ne peut pas être trop importante sous peine d'être confrontée à des facteurs d'échelles importants sur les valeurs des composants qui constituent le filtre.

Nous avons développé un coupleur dont la fréquence centrale se situe à $68,4\text{MHz}$ et dont la largeur de bande est de 30MHz . Ce coupleur respecte le critère $2xU+1000V$ pour une tension du bus continu égale à $565V$. Il est associé à un driver de ligne pour le TX et une adaptation du gain pour le RX. Ce coupleur est présenté à la Figure 51.

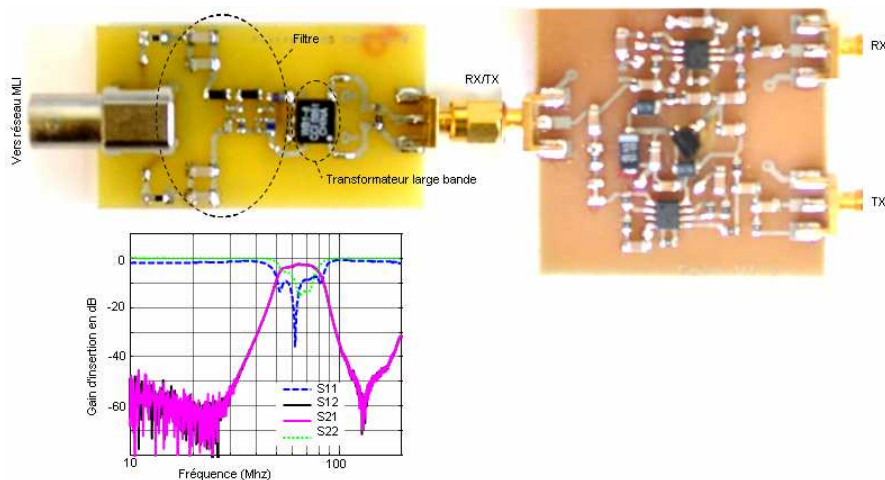


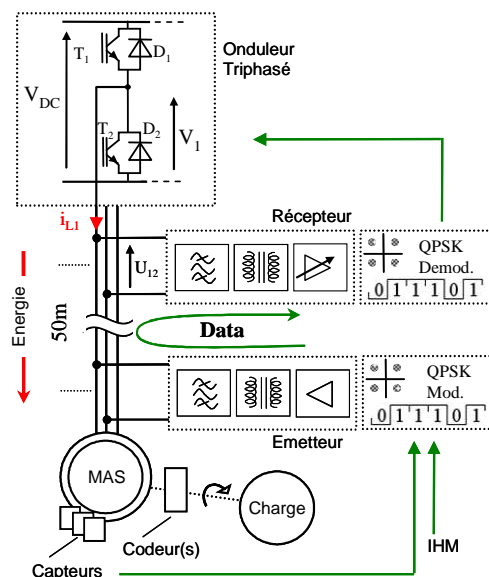
Figure 51 : Photo du coupleur développé pour les réseaux MLI, gain d'insertion

Les paramètres S_{21} et S_{12} mesurés du filtre montrent une très forte atténuation en dehors de la bande passante alors que les pertes d'insertion dans la bande sont limitées à environ 3dB. A la lecture de la Figure 46, nous constatons que le bruit dans la bande de fréquence 20MHz à 100MHz suit une pente de 40dB/dec. Après filtrage il reste un bruit dont le spectre est décroissant avec la même pente. Il serait intéressant d'étudier un filtre dont l'atténuation dans la bande passante suivrait une pente d'environ +40dB/dec afin de rendre plat le niveau de bruit dans la gamme de fréquence considérée. Enfin, au regard du Tableau 2, ce coupleur présente une bande passante relativement large par rapport à notre application. En effet, dans le cas d'une modulation QPSK, une largeur de bande théorique de 1MHz permet de satisfaire pleinement les différentes situations évoquées dans la partie 4.2 « Intérêt des PLC au sein des ensembles convertisseur - machine » mais nous ne souhaitons pas développer plusieurs coupleurs. Ainsi, la bande passante est limitée au niveau du modulateur par l'ajout d'un filtre passe bande correspondant au débit binaire retenu et en adéquation avec la modulation mis en œuvre.

4.5 Transmission de données sur réseaux MLI

Dans le cadre de notre première étude nous avons retenu une modulation de type QPSK. L'onduleur évoqué dans la partie 4.3 « Bruit généré par les onduleurs de tension, commutation des semi-conducteurs » pilote une machine de type asynchrone d'une puissance de 2,2kW et distante de 50m. La communication est de type simplex, un train binaire pseudo aléatoire représentant des informations issues de capteurs et/ou de codeurs à proximité de la machine est envoyé vers l'onduleur. Ce flux est transmis avec un débit binaire de 1,638Mbit/s, soit 819kSymb/s pour la modulation 4QAM retenue. Cet ensemble est schématisé ainsi :

Figure 52 : Transmission d'un train binaire sur un réseau MLI, ensemble convertisseur-machine asynchrone



Les ensembles notés « récepteur » et « émetteur » sur la Figure 52 sont composés du coupleur présenté précédemment. La démodulation QPSK est réalisée à l'aide d'une suite logiciel intégrant un analyseur Agilent E4440A. Ceci nous permet d'enregistrer les trains binaires reçus et émis afin de mesurer différents Taux d'Erreur Binaire (TEB).

En parallèle, l'approche théorique consiste à prendre en considération le bruit généré par l'onduleur et le bruit de fond de notre application afin de prédéterminer des réseaux de courbes de TEB. Ces courbes sont tracées pour différentes fréquences de la porteuse et pour une largeur de bande de 1MHz. Le modèle de bruit que nous proposons est à ce jour relativement simple. Il ne tient pas compte de la corrélation temporelle liée au caractère impulsionnel du bruit généré par la commutation des semi-conducteurs. La Figure 53 met en exergue l'enchaînement des calculs depuis la simulation de l'onduleur jusqu'à l'obtention du TEB par la méthode de Monte-Carlo.

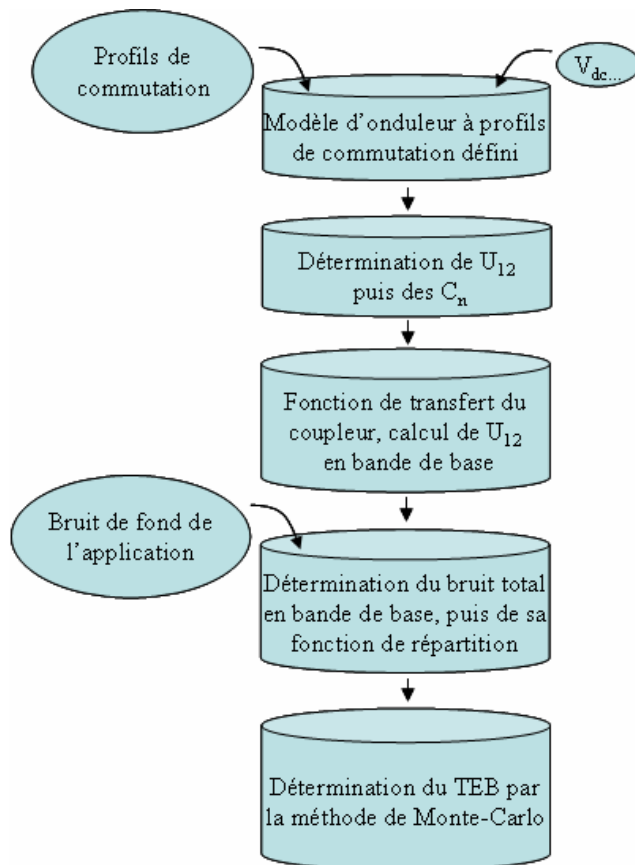


Figure 53 : Méthode de détermination du TEB simulé

4.5.1 Modélisation des commutations de l'onduleur en vue de la détermination du TEB

Chaque phase de l'onduleur est modélisée comme une source de tension idéale modulée en largeur d'impulsions dont les commutations suivent des profils bien définis. Ces profils sont issus de mesures et des expressions mathématiques y sont associées. Comme évoqué dans le chapitre 3 « Modélisation Electrothermique des Modules IGBT », il existe au sein d'une cellule de commutation quatre types de commutation dont les formes dépendent du signe du courant qui circule dans la charge. La Figure 54 montre ces quatre commutations sur une période électrique.

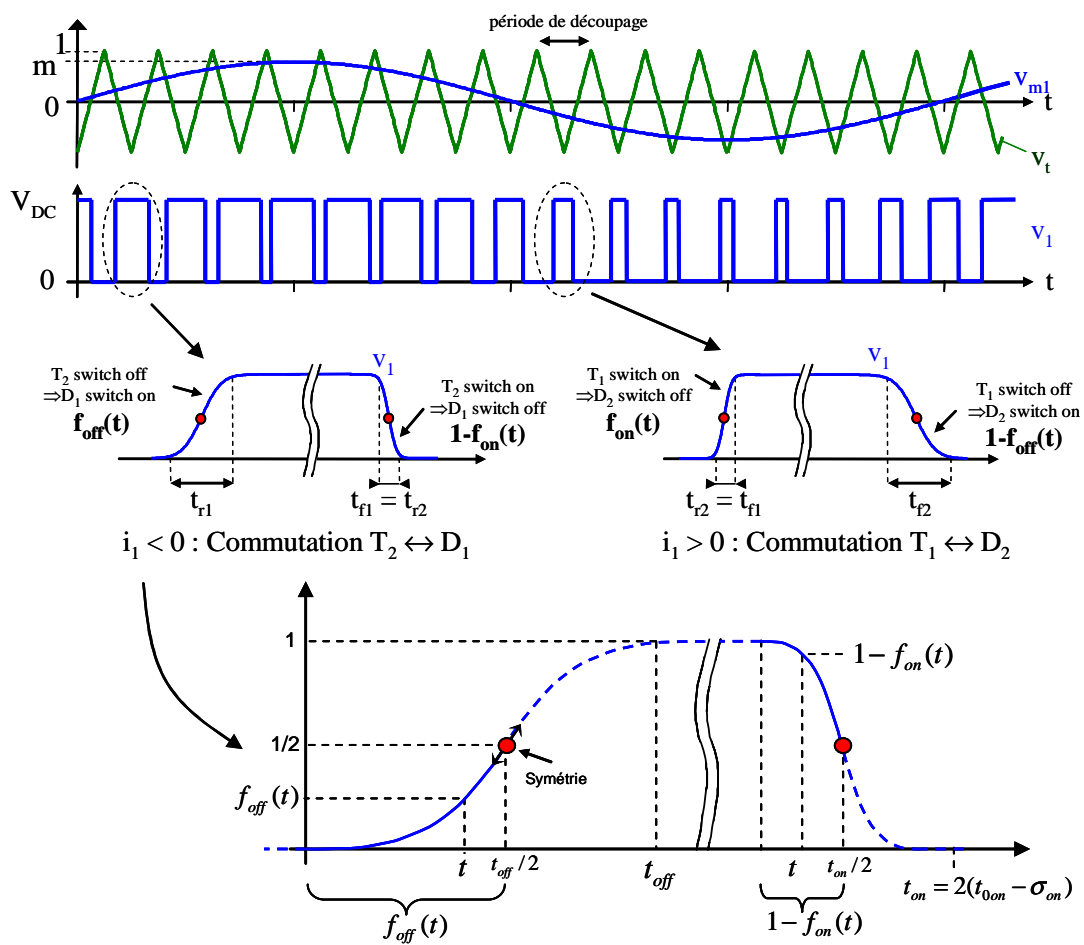


Figure 54 : Vitesses d'évolution de la tension V_1 au sein d'une cellule de commutation en fonction du signe du courant de charge

Le blocage d'un IGBT au sein de la cellule de commutation est décrit grâce aux fonctions $f_{off}(t)$ et $1-f_{on}(t)$ pour des courants de charge respectivement négatifs et positifs. Cette fonction est valable du début de la commutation ($t = 0$) jusqu'au milieu ($t = t_{off}/2$) où une

symétrie est opérée. Par dualité, l'amorçage d'un IGBT est décrit à l'aide des fonctions $1-f_{on}(t)$ et $f_{on}(t)$ pour des courants de charge respectivement négatifs et positifs. Les fonctions $f_{off}(t)$ et $f_{on}(t)$ sont définies sur $[0 ; t_{(on/off)}/2]$. Elles sont croissantes sur leur intervalle de définition et sont respectivement égales à 0 et $\frac{1}{2}$ en $t = 0$ et $t = t_{(on/off)}/2$. Enfin, leur dérivée est maximale au point de symétrie c'est-à-dire en $t = t_{(on/off)}/2$.

Ces deux fonctions sont de la forme suivante :

$$f_{on}(t) = \frac{\sqrt{e} e^{-\frac{(t-t_{0on})^2}{2\sigma_{on}^2}} - e^{-\frac{(t_{0on})^2}{2\sigma_{on}^2}}}{1 - \sqrt{e} e^{-\frac{(t_{0on})^2}{2\sigma_{on}^2}}} ; t_{on} = 2(t_{0on} - \sigma_{on}) \quad (19)$$

$$f_{off}(t) = \frac{1}{2} \left(\frac{t}{t_{off}/2} \right)^{\frac{t_{off}}{2} \alpha_{off}}$$

t_{0on} , σ_{on} , t_{off} et α_{off} permettent d'ajuster les fonctions $f_{on}(t)$ et $f_{off}(t)$ à la commutation mesurée.

La grande majorité des commandes MLI implantées dans les convertisseurs triphasés sont dites symétriques. Cela signifie que les commandes des trois cellules de commutations relatives aux trois phases de l'onduleur sont centrées sur la période de découpage. Ainsi, les instants de commutation des tensions V_1 et V_2 sont eux aussi centrés sur le milieu de la période mais leurs localisations temporelles dépendent de l'algorithme de contrôle des tensions ou des courants de la charge (Figure 55). La tension U_{12} est constituée de 4 commutations par période de découpage. Ces commutations peuvent être des commutations au blocage ou à l'amorçage en fonction des signes des courants qui circulent dans les trois phases de la charge. Le bruit à caractère impulsif généré par l'onduleur présente donc une spécificité liée à la période fixe de découpage mais sa localisation temporelle présente un caractère aléatoire lié à la commande MLI. Aussi, le niveau du bruit dépend du type de commutation rencontrée que l'on décrit à l'aide des fonctions $f_{on}(t)$, $1-f_{on}(t)$, $f_{off}(t)$ et $1-f_{off}(t)$. Par l'intermédiaire de ces fonctions de commutation, les signes des courants de charge apportent là encore un caractère aléatoire au bruit généré par la commutation des semi-conducteurs.

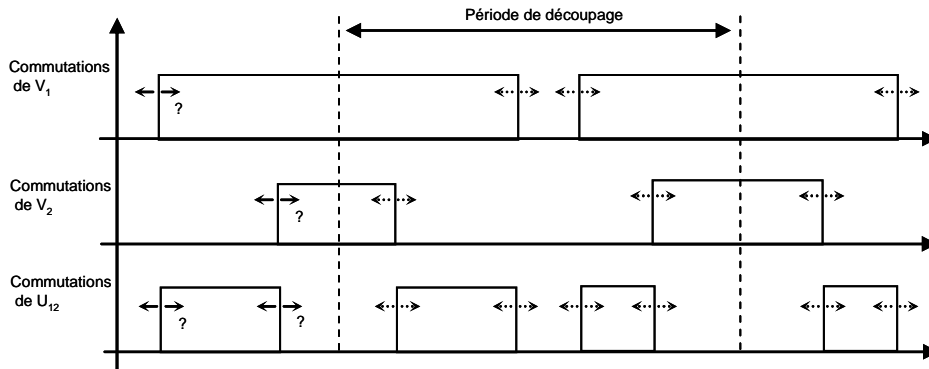


Figure 55 : Localisation temporelle des instants de commutation

4.5.2 Détermination du TEB par la méthode de Monte-Carlo

Au bruit généré par l'onduleur, il est nécessaire d'ajouter le bruit de fond de notre application. La mesure de ce bruit est effectuée lorsque l'onduleur ne fonctionne pas c'est-à-dire lorsqu'il n'y a pas de commutation des semi-conducteurs. Le relevé a permis de déterminer un plancher de bruit se situant à -44.7 dBm dans une bande de fréquence de 2 MHz centrée autour de 70 MHz. Ce bruit est modélisé par un bruit blanc gaussien de même puissance. Sa densité de probabilité s'écrit ainsi :

$$p_{\sigma}(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2} \quad (20)$$

$$\sigma^2 = P_{\text{bruit}}$$

Nous ajoutons à ce bruit le bruit généré par l'onduleur et ramené en bande de base. Rappelons que ce bruit est généré à chaque commutation de l'onduleur et qu'il subit une atténuation et un filtrage uniquement lié au coupleur car nous n'avons volontairement pas pris en considération le comportement fréquentiel du canal de communication. Des études portant sur la modélisation des câbles utilisés en électronique de puissance existent et devraient nous permettre de prendre en compte le comportement fréquentiel du canal de communication [HEN01][WEE01-02]. La détermination du bruit généré par l'onduleur est obtenue en échantillonnant la tension simulée en sortie du coupleur ce qui permet d'obtenir le bruit en bande de base pour différentes fréquences centrales et largeurs de bandes du coupleur.

Le bruit total est composé de la somme du bruit blanc gaussien exprimé précédemment et du bruit généré par la MLI ramené en bande de base.

$$N_T(t) = N_\sigma(t) + N_{MLI}(t) \quad (21)$$

Avec N_σ le bruit blanc, N_{MLI} le bruit lié à la MLI et N_T le bruit total.

A ce bruit total, nous associons une variable aléatoire dont la densité de probabilité p_T est obtenue numériquement. Il est ainsi possible de calculer numériquement les fonctions de répartition du bruit total pour différentes fréquences de la porteuse.

$$\phi(x) = \int_{-\infty}^x p_T(\delta) d\delta \quad (22)$$

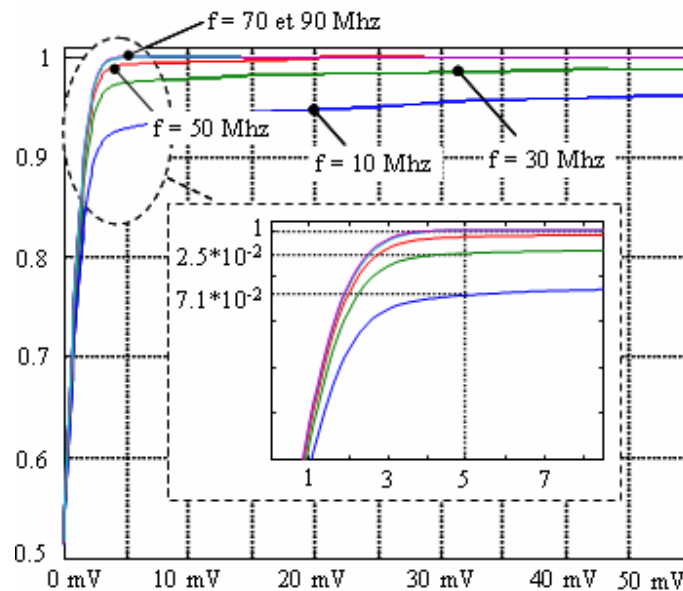


Figure 56 : Fonction de répartition du bruit total pour différentes fréquences centrales du coupleur, calcul obtenu avec une largeur de bande de 1MHz

Les résultats de la Figure 56 montrent que la probabilité d'avoir un bruit en bande de base supérieur à 5 mV est de 3.8×10^{-5} pour une fréquence porteuse de 90 MHz et de 1.5×10^{-4} pour une fréquence porteuse de 70 MHz. Cette probabilité augmente à 7.2×10^{-3} pour une fréquence porteuse de 50 MHz. Enfin, pour des fréquences de 30 MHz et 10 MHz, elle devient respectivement égale à 2.5×10^{-2} et 7.1×10^{-2} . Notons, que pour les fréquences porteuses de 30 MHz et 10 MHz, la fonction de répartition croît très lentement jusqu'à converger vers la valeur 1. Par exemple, la probabilité d'avoir un bruit supérieur à 50 mV est de 1.2×10^{-2} pour une fréquence de 30 MHz et de 3.8×10^{-2} pour 10 MHz, ce qui est important.

Chaque symbole est représenté par un nombre complexe S_{Ti} et constitué de la somme du symbole non entaché de bruit S_i et du bruit total N_{Ti} .

$$\begin{aligned}\bar{S}_{Ti} &= \bar{S}_i + \bar{N}_{Ti} \\ &= R(\bar{S}_i + \bar{N}_{Ti}) + j \times I(\bar{S}_i + \bar{N}_{Ti})\end{aligned}\quad (23)$$

La probabilité d'avoir un bruit dont l'amplitude est comprise entre A_{\min} et A_{\max} s'obtient à l'aide de la fonction de répartition du bruit total. Ceci s'applique sur la partie réelle et sur la partie imaginaire du bruit total.

$$\begin{aligned}p(A_{\min} \leq R(\bar{N}_{Ti}) \leq A_{\max}) \\ = \phi(A_{\max}) - \phi(A_{\min})\end{aligned}\quad (24)$$

Le bruit N_{Ti} s'obtient en inversant la fonction de répartition ϕ du bruit total. En appelant α_i et β_i deux suites de nombres tirés uniformément et aléatoirement sur $[0 ; 1]$ on peut écrire :

$$\begin{aligned}R(\bar{N}_{Ti}) &= \phi^{-1}(\alpha_i) \\ I(\bar{N}_{Ti}) &= \phi^{-1}(\beta_i)\end{aligned}\quad (25)$$

Le bruit total N_{Ti} s'écrit alors :

$$\begin{aligned}\bar{N}_{Ti} &= R(\bar{N}_{Ti}) + j \times I(\bar{N}_{Ti}) \\ &= \phi^{-1}(\alpha_i) + j \times \phi^{-1}(\beta_i)\end{aligned}\quad (26)$$

Les symboles entachés du bruit lié aux commutations de l'onduleur et du bruit de fond de notre application s'écrivent :

$$\begin{aligned}\bar{S}_{Ti} &= \bar{S}_i + \bar{N}_{Ti} \\ &= \{R(S_i) + \phi^{-1}(\alpha_i)\} + j \times \{I(S_i) + \phi^{-1}(\beta_i)\}\end{aligned}\quad (27)$$

En fonction du module du symbole initial S_i et de l'amplitude du bruit N_{Ti} , le nuage de points constituant la constellation sera plus ou moins grand. Dans le cas d'un bruit important le symbole total S_{Ti} pourra se trouver dans un autre quadrant que le symbole initial S_i lors de la prise de décision du démodulateur. La Figure 57 montre l'évolution de la constellation mesurée pour trois différentes puissances d'émission, la tension du bus d'alimentation de l'onduleur est fixée à 325V. Grâce à l'exploitation de cette dernière

relation, nous pouvons tracer les réseaux de courbes du TEB par la méthode de Monte-Carlo pour différentes fréquences de la porteuse et pour différentes largeurs de bandes.

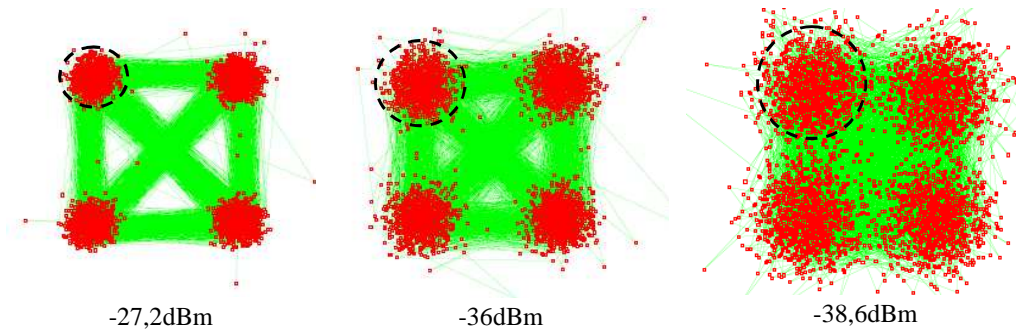


Figure 57 : Evolution de la constellation mesurée en fonction de la puissance d'émission

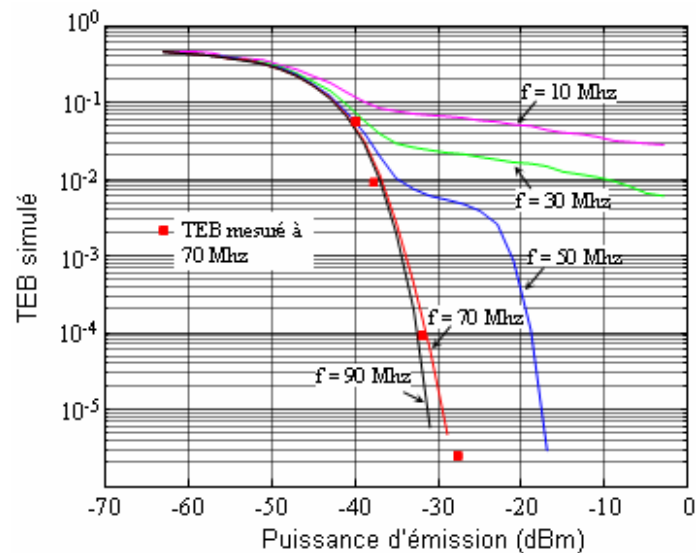


Figure 58 : TEB simulé pour 5 fréquences porteuses (Largeur de bande de 1MHz)

Le TEB est tracé pour cinq fréquences porteuses différentes égales à 10 MHz, 30 MHz, 50 MHz, 70 MHz et 90 MHz. Les TEB obtenus pour les fréquences de 10 MHz et de 30 MHz sont faibles car quasiment toujours supérieurs à 1/100 (ils restent relativement stables pour des puissances comprises entre 0 dBm et -35 dBm). En revanche, la fréquence porteuse de 50 MHz est avantageuse pour certaines puissances d'émission. On constate un TEB inférieur à 10^{-4} à -18.8 dBm et inférieur à 10^{-5} à -17.5 dBm. Les deux courbes relatives aux fréquences de 70 MHz et 90 MHz sont très proches l'une de l'autre. Un TEB de 10^{-5} est obtenu avec une puissance de -29.5 dBm à 70 MHz. Le même TEB est obtenu avec une puissance de -31.2 dBm à 90 MHz. Les carrés rouges montrent les TEB mesurés pour quatre puissances d'émission avec une fréquence de la porteuse égale à 70MHz.

Notons que ces relevés sont obtenus en analysant un train binaire pseudo aléatoire constitué de 1048576 bits et émis à 1,638Mbit/s durant 640ms. La tension d'alimentation de l'onduleur est de 325V et la fréquence de découpage égale à 10kHz. Durant la transmission des bits de test, chaque phase de l'onduleur a changé d'état 6400 fois ce qui correspond à 12800 commutations vues au niveau du coupleur.

Enfin, les réseaux de TEB mesurés et simulés avec les fréquences porteuses de 70MHz et 90MHz sont très proches des réseaux théoriques que l'on obtiendrait avec un bruit blanc. Ce résultat amène une réflexion quant au choix du modèle de bruit généré par l'onduleur qui pourrait peut être se limiter à un bruit blanc autour de certaines fréquences porteuses. Aussi, des mesures de TEB pour les fréquences porteuses de 10MHz, 30MHz et 50MHz devraient permettre de valider ou d'infirmer le modèle de bruit que nous proposons pour les onduleurs de tensions pilotés avec une modulation par largeur d'impulsions symétriques.

4.6 Conclusion intermédiaire

Cette partie a été consacrée à la présentation de nos travaux récents portant sur la transmission d'information sur les réseaux modulés en largeurs d'impulsions. Ces réseaux, essentiellement mis en œuvre dans le domaine de l'électronique de puissance, possèdent des caractéristiques bien particulières qui rendent complexe la mise en œuvre de la technologie CPL. Comme évoqué dans la partie consacrée au « contexte » de mes activités de recherche, ces travaux ont débuté en 2007 avec l'encadrement de la thèse de doctorat de Marc-Anthony Mannah et par une approche pragmatique et basée sur l'expérimentation. Ces travaux nous ont permis de démontrer la faisabilité de la transmission de données relatives à la commande de machines électriques en utilisant les courants porteurs en ligne. Par la suite, nous avons souhaité commencer à développer des modèles de convertisseurs permettant une étude théorique des réseaux MLI. Ces modèles ne tiennent pas encore compte du comportement fréquentiel du canal de communication malgré des études déjà publiées. On retrouve, par exemple, des modèles de lignes de transmission exploités dans le domaine de la CEM des convertisseurs statiques. Des travaux récents au sein du G2ELab vont dans ce sens.

Les résultats que nous avons obtenus à ce jour sont prometteurs et confirment mon intérêt pour la technologie CPL appliquée aux convertisseurs statiques. Certains variateurs de vitesses industriels utilisent des asservissements en vitesse de type « sensor less » ce qui signifie qu'aucun capteur ou codeur n'est nécessaire au niveau de la machine. Dans de tels cas, la technologie CPL ne trouve pas son intérêt. En revanche, l'ensemble des applications nécessitant un asservissement en position pourrait exploiter cette technologie pour

supprimer la liaison auxiliaire bas niveau présente entre la machine et son variateur. On retrouve ces structures dans la quasi-totalité des moteurs d'axes de machines outils. On pense aussi aux très nombreuses applications où des capteurs liés au process sont nécessaires à proximité de la machine. Ces capteurs peuvent être de tout type et sans lien direct avec la commande de la machine. Les variateurs et les boîtes de raccordement des machines électriques pourraient ainsi intégrer des CPL permettant la connexion d'objets communicants à travers le réseau MLI. Nous souhaitons effectuer un travail d'information auprès des industriels qui commercialisent des ensembles convertisseur-machine dans le but de les sensibiliser puis de les convaincre de l'intérêt de la technologie CPL appliquée à leur domaine de prédilection.

4.7 Projet en cours

Durant l'année 2010, nous avons été consultés par l'entreprise Novéa Energies, spécialisée dans le domaine de l'éclairage autonome qui était intéressée par nos activités dans le domaine des CPL. Cette entreprise, à la recherche d'un partenaire universitaire, souhaitait développer une nouvelle gamme de produits innovants sur le plan du stockage de l'énergie électrique. Par ailleurs, des travaux sur le stockage menés au sein de l'Institut National de l'Énergie Solaire (CEA - INES) doivent permettre de mener à bien ce projet. Une année après notre première rencontre, nous avons signé un contrat tripartite intégrant le CEA-INES, le laboratoire IETR et l'entreprise Novéa Energies. Ce contrat de recherche, dont j'ai assumé le chiffrage et le suivi pour l'IETR, permet de financer les travaux de doctorat de Jérémie Jousse. Ce projet se décompose en deux principales parties que je vais exposer en quelques lignes.

Dans un premier temps, des travaux d'expérimentations menés au CEA doivent permettre de développer un pack batterie dont la durée de vie sans maintenance doit approcher vingt ans. Ce pack batterie, intégré dans un équipement d'éclairage autonome, est rechargé grâce à la production d'énergie électrique d'origine renouvelable. Des travaux de caractérisation et de cyclage électrique et thermique se sont terminés en début d'année 2013 et ont permis de dimensionner un pack batterie conforme aux spécificités des applications de Novéa Energies. Aussi, la gestion optimisée de l'énergie disponible au niveau du pack batterie et au niveau du ou des producteurs fait l'objet d'étude en commun entre le CEA-INES et le laboratoire IETR. Ce dernier, apporte la technologie CPL déployée entre le pack batterie géré par son BMS (Batterie Management System) et l'EMS (Energy Management System). Ces deux équipements échangent des informations vitales à la bonne gestion du pack batterie. Le choix de la technologie CPL n'est pas justifié par une distance importante entre le BMS et l'EMS mais par la volonté de réduire les connexions électriques « bas niveau »

qui sont coûteuses lorsque la fiabilité dans le temps est un critère important. La structure visée est présentée en Figure 59.

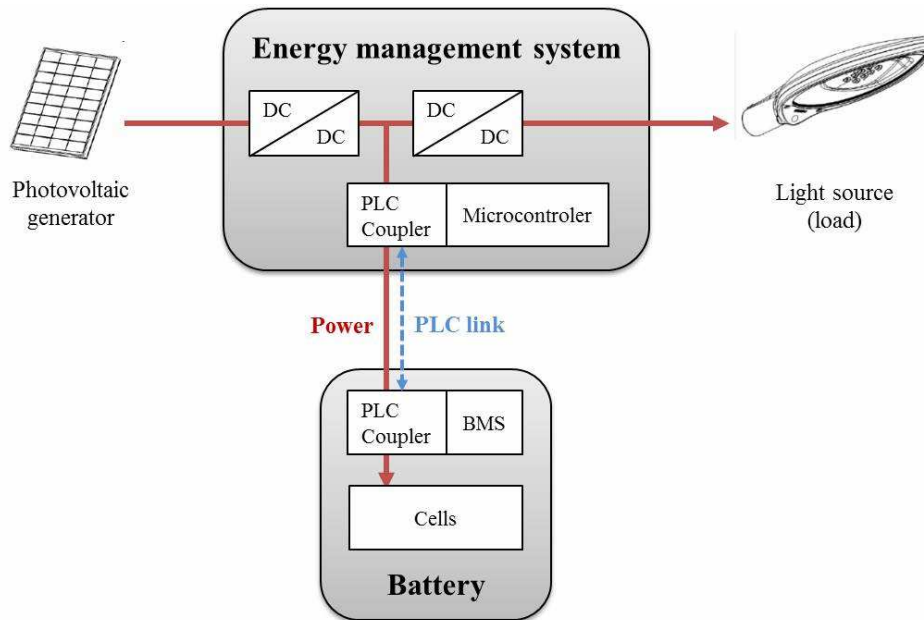


Figure 59 : Intégration de la technologie CPL dans les échanges BMS - EMS

Le module EMS fait l'objet d'une étude menée par l'entreprise Novéa Energies qui s'appuie sur son expertise liée aux produits d'éclairage déjà commercialisés. Le module BMS, qui intègre la technologie CPL et les algorithmes de gestion de la technologie de stockage électrochimique retenue, est développé dans le cadre de la thèse de doctorat de Jérémie Jousse. Ce partenariat n'aurait pas pu voir le jour sans les travaux préalables sur les CPL dont les résultats ont été présentés en détail précédemment.

4.8 Production scientifique associée à ce travail

[RICL.10] C. BATARD, N. GINOT, M.A. MANNAH, C. MILLET, F. POITIERS:
Development of a PLC modem for data transmission over a PWM power supply,
International Journal of Electronics (IJE), 2013, accepté à paraître

[RICL.7] C. BATARD, N. GINOT, M.A. MANNAH, M. MACHMOUM:
Power line communication concept an inverter-fed induction machine,
European Journal of Electrical Engineering (EJEE), décembre 2011, n°6, pp. 757-779

- [RICL.6] **M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM:**
A PLC-based method for data transmission over a pulse width modulated network, IEEE Transactions on Power Delivery, octobre 2011, vol. 26, n°4, pp. 2259 – 2266
- [RICL.5] **F. POITIERS, C. MILLET, C. BATARD, N. GINOT:**
Simulation and experimental set of vector controlled induction machine using power line communication for speed measurement, International Review of Electrical Engineering (IREE), mars-avril 2011, vol. 6, n°2, pp. 671-678
- [RICL.3] **N. GINOT, M.A. MANNAH, C. BATARD, M. MACHMOUM:**
Application of power line communication for data transmission over PWM network, IEEE Transactions on Smart Grid, sept 2010, vol. 1, n°2, pp. 178-185
- [RICL.2] **M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM:**
Investigations on power line communication technology for motor drive application, International Review of Electrical Engineering, avril 2010, vol. 5, n°2, part A, pp 542-551
- [OU.2] **M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM(1):**
Application of power line communication for data transmission over a PWM network, dans l'ouvrage "Power Line Communication Technologies for Smart Grids, Smart Cars, and Smart Homes", Kindle Edition, février 2012, chap. 4, 30 pages
- [CICL.13] **N. GINOT, C. BATARD, M.A. MANNAH, M. MACHMOUM:**
Data transmission over an inverter-fed induction machine, IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 11-13 mai 2011, Malaga, Espagne, 6 pages
- [CICL.12] **F. POITIERS, C. MILLET, C. BATARD, N. GINOT:**
Vector control of an induction machine using power line communication for speed measurement., IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 11-13 mai 2011, Malaga, Espagne, 6 pages
- [CICL.10] **M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM:**
Characterization of a new PLC Modem for an industrial application, 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), 8-10 septembre 2009, Barcelone, Espagne, 9 pages
- [CICL.9] **M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM:**
Power line communication over feeder cables in an industrial environment, IEEE International Symposium on Power Line Communications and its Applications (ISPLC), 29 mars-2 avril 2009, Dresde, Allemagne, 6 pages
- [CICL.8] **M.A. MANNAH, N. GINOT, C. BATARD, M. MACHMOUM:**
Data transfer through the moto feeder cable in an industrial application, Applied power electronics conferences and expositions (APEC), 15-19 février 2009, Washington DC, USA, 6 pages

- [CNCL.5] **N. GINOT, C. BATARD, C. MILLET, F. POITIERS:**
CPL sur réseau MLI : application à l'électronique de puissance, 14ème édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF), 5-7 juillet 2012, Bordeaux, France, 6 pages
- [CNCL.4] **C. MILLET, F. POITIERS, C. BATARD, N. GINOT:**
Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec vitesse mesurée par l'intermédiaire de modems CPL : étude de faisabilité sur un réseau MLI, 14ème édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF), 5-7 juillet 2012, Bordeaux, France, 7 pages
- [CNCL.2] **N. GINOT, C. BATARD, M.A. MANNAH, M. MACHMOUM:**
Transmission de données sur un réseau MLI, 13ème édition Conférence d'Electronique de Puissance du Futur (EPF), 30 juin - 2 juillet 2010, Saint-Nazaire, France, 6 pages

- III - Bilan global et Perspectives

Ce mémoire reprend mes activités de recherche que j'ai eues dans l'industrie puis au sein de laboratoires universitaires. Il retrace ainsi l'évolution de ces activités toujours centrées sur la conversion statique de l'énergie électrique mais déclinées sous trois axes. Cette dernière partie est donc naturellement consacrée aux perspectives industrielles et / ou universitaires liées à ces travaux et permettra de conclure sur les trois thématiques connexes abordées dans ce mémoire. Un accent est porté sur mes dernières activités qui se trouvent à la frontière de la conversion statique de l'énergie électrique et de la communication numérique. Les perspectives en lien avec cette thématique sont nombreuses. Pour les aborder, nous évoquerons le projet récent associant le CEA-INES, le laboratoire IETR et l'entreprise Novéa Energie.

L'émulation Hardware In the Loop :

Le premier sujet évoqué concerne l'émulation Hardware In the Loop (HIL) appliquée au contexte automobile. Nous y présentons, dans un contexte économique industriel, les travaux de recherche entrepris avec le groupe Renault et le laboratoire IREENA il y a plusieurs années. Les travaux portant sur les modulateurs auto-résonnants comme le MRC et le MRT sont à l'origine de ce partenariat et ont été poursuivis avec la thèse de doctorat de Jean-Christophe Olivier. Ils ont permis d'aboutir au développement et à l'industrialisation par le groupe Electronavale de deux principales générations de charges actives qui équipent à ce jour les laboratoires dits « d'intégration puissance » au Technocentre du groupe Renault. Nous avons présenté une des difficultés rencontrées lors du choix de la structure générale des charges actives en abordant plus particulièrement le contrôle du courant de mode commun pour les structures non isolées. Aujourd'hui, nous sommes en mesure de confirmer la pertinence d'une structure intégrant des baies de servitude qui apportent une isolation galvanique. Ce choix, plus onéreux et plus complexe sur le plan technologique, permet d'émuler la totalité des consommateurs électriques que l'on rencontre à bord d'un véhicule thermique ou à propulsion électrique.

Toutes les générations de charges actives sont développées sur la même base et sont constituées d'onduleurs de tension à structure « classique » c'est-à-dire possédant trois cellules de commutation à un niveau. Au sein des Charges Actives Tension CAT, qui sont surtout utilisées pour émuler des moteurs ou des alternateurs, l'emploi d'onduleurs de tension multi-niveaux pourrait limiter la taille des éléments passifs de filtrage. Ces éléments sont nombreux et très consommateurs de puissance réactive lors des fonctionnements à fréquence élevée. Le point de fonctionnement dimensionnant pour les semi-conducteurs est l'émulation de la fourniture d'un couple à vitesse très faible. L'ensemble des capteurs de courant, filtres CEM et jeux de barres sont quant à eux dimensionnés au point de fonctionnement à haute fréquence. Aussi, l'ondulation résiduelle du courant de découpage pourrait être fortement réduite par l'emploi de telles structures. En revanche, les régulateurs auto-résonnants de type MRC ou MRT actuels ne sont pas adaptés au contrôle de cellules de commutation multi-niveaux. Les études entreprises en 2004 lors des travaux de doctorat de Vinciane Chereau et portant sur la numérisation de ces régulateurs vont dans ce sens et rendraient éventuellement possible cette extension à la commande des onduleurs multi-niveaux.

Aussi, la nouvelle génération de régulateur MRT_{v2} , qui intègre une boucle de courant, ouvre la voie aux structures parallèles multi-sources réduisant ainsi la valeur des courants commutés. La qualité de la régulation et la grande dynamique des charges actives ont pu être obtenues en partie grâce aux travaux portant sur cette génération, développé puis industrialisé durant la thèse de Jean-Christophe Olivier. Les fréquences de découpage des convertisseurs pourraient croître améliorant ainsi la dynamique des charges actives ou diminuant la taille des filtres de sortie. Ces travaux furent pluridisciplinaires et les contraintes thermiques que nous avons dû prendre en considération lors du développement des ponts de puissance m'ont incité à travailler sur cette thématique lors de mon arrivée dans le laboratoire IREENA. C'est pourquoi la deuxième partie de ce mémoire est consacrée à la modélisation électrothermique des modules IGBT 6-Pack soumis à des régimes de fonctionnement à très basse fréquence.

Modélisation Electrothermique des modules IGBT :

Ces travaux ont fait l'objet d'une collaboration avec le Laboratoire de Génie des Matériaux et des Procédés Associés LGMPA qui nous a apporté toute son expertise dans la modélisation thermique et plus particulièrement sur les modèles thermiques compacts. Notre étude a porté sur le comportement thermique des modules IGBT soumis à des régimes de fonctionnement à très basse fréquence. Ces modules sont pilotés en modulation par largeur d'impulsions à plusieurs kHz et nous nous sommes intéressés au comportement

thermique à l'échelle temporelle du signal modulant. Notre étude s'étend de quelques mHz à quelques Hz.

Ainsi, après avoir rappelé le contexte général dans lequel les semi-conducteurs de type IGBT et diode sont insérés, nous avons présenté une approche originale permettant de réduire le nombre de cellules RC élémentaires qui constituent les modèles thermiques des modules 6-Pack. Cette approche a permis de développer un modèle thermique compact constitué de seulement 8 cellules élémentaires et qui montre, pour les basses fréquences, l'excursion en température des jonctions de semi-conducteur. Cette modélisation numérique 3D a été intégrée au sein d'un simulateur électrothermique entièrement écrit sous Matlab Simulink. La démarche de réduction du modèle est basée sur la comparaison entre la vitesse de diffusion thermique des éléments de l'assemblage et les constantes de temps des profils de chaleurs engendrés au niveau de la puce de semi-conducteur. Par conséquent, nous avons pu réduire le nombre de cellules RC constituant le modèle tout en conservant un lien avec les phénomènes physiques de diffusion thermique au niveau du module.

L'identification des paramètres de notre modèle compact reste un point délicat. En effet, de la qualité de cette identification dépendra directement la fiabilité de notre modèle compact à reproduire l'évolution temporelle des températures de l'assemblage. Aujourd'hui ce modèle est enrichi par approximation successive à l'aide d'un outil de simulation par éléments finis. C'est une phase complexe qui demande de nombreuses simulations et qui doit être optimisée. Des méthodes d'identification de paramètres par inversion existent et sont très largement utilisées dans des domaines où les modèles doivent être enrichis à partir de données issues de mesures.

Aussi, le modèle thermique que nous proposons considère comme un unique ensemble le module IGBT associé au système de dissipation. Cette approche ne permet pas de disposer de « bibliothèques » de modèles de modules et de dissipateurs que l'on pourrait assembler en fonction du besoin. Un travail conséquent sur la modélisation par « élément » permettrait de rendre possible ce dernier point qui, je pense, est indispensable dans un contexte industriel. Enfin, dans un certain nombre d'applications, la température ambiante est faible devant la température du fluide de refroidissement. Il n'est en effet pas rare en traction électrique automobile de réguler la température du fluide de refroidissement au-delà de 70°C. Dans de telles situations, l'échange thermique du module IGBT avec l'extérieur a lieu par l'intermédiaire de la plaque à eau mais aussi par rayonnement ou par diffusion dans les jeux de barres de raccordement électrique. Ce dernier point pourrait faire l'objet d'études puis de vérifications sur le banc expérimental dont nous disposons.

Transport d'informations sur les réseaux Modulés en Largeur d'Impulsions ou sur bus DC :

La dernière partie de ce mémoire est consacrée aux interactions « énergie-communication ». Ces travaux se situent à la frontière de l'électronique de puissance et des communications numériques. Ils concernent le transport d'informations par Courants Porteurs en Ligne CPL sur les réseaux MLI. Nous avons choisi d'en faire notre activité principale dès ma nomination et les travaux de doctorat de Marc Anthony Mannah en ont montré la faisabilité. Nous avons abordé dans un premier temps la structure classique de pilotage d'un ensemble « convertisseur-machine » afin de montrer l'intérêt de la technologie CPL dans ces applications. Pour ce faire, nous nous sommes intéressés aux machines asynchrones alimentées par des onduleurs triphasés. Les mesures nécessaires au contrôle de ce type de machine ne sont pas nombreuses et se résument dans bien des cas à la vitesse seule. Bien sûr, dans des applications plus spécifiques, l'ajout de divers capteurs souvent utilisés à des fins sécuritaires est indispensable. Les débits bruts envisagés sont de l'ordre du Mbits/s.

La technologie CPL est très largement déployée sur les réseaux dits domestiques. Ces réseaux présentent au moins deux particularités que l'on ne retrouve pas sur les réseaux MLI. La première est la topologie variable des réseaux sinusoïdaux. En effet, dans le cas d'une habitation, le comportement du canal de communication peut être influencé à tout moment par la connexion ou la déconnexion d'un équipement électrique. Cette situation n'est pas courante sur les réseaux MLI qui sont en principe à topologie fixe. Les techniques de modulations adaptatives multi-porteuses mises en œuvre dans les CPL domestiques ne sont alors pas indispensables dans les applications que nous étudions. Aussi, la nature du réseau est totalement différente. L'un est sinusoïdal alors que les réseaux MLI sont constitués d'une succession de commutations très rapides. Il est fréquent de rencontrer des semi-conducteurs dont les vitesses de commutations atteignent plusieurs $\text{kV}/\mu\text{s}$ qui, associées aux contraintes d'isolement galvanique, rendent délicate la fonction de couplage.

Durant ces travaux, nous avons développé un coupleur dédié à ces réseaux et des mesures de débit ont été effectuées avec une modulation QPSK dont la fréquence porteuse se situe à 70MHz. Ces premiers résultats, très prometteurs, nous ont permis de transmettre un flux binaire à 1,6Mbit/s entre un moteur et son onduleur distant de 50m. Une première étape portant sur la modélisation des commutations des semi-conducteurs nous a conduit à déterminer les Taux d'Erreur Binaire (TEB) simulés que nous pouvons envisager sur ce type d'application. La prise en compte du comportement fréquentiel du canal de communication reste un point assez délicat et fait partie de nos travaux actuels. La méthode

de détermination du TEB est basée sur une modélisation simple du bruit généré par l'onduleur. Le TEB est ensuite simulé par la méthode de Monte-Carlo. Ce modèle considère un caractère aléatoire du bruit généré par l'onduleur en s'appuyant sur le fait que la localisation temporelle des instants de commutations des semi-conducteurs n'est pas connue. Le TEB simulé avec une fréquence porteuse de 70MHz a été validé par des résultats expérimentaux. Des mesures avec des fréquences porteuses plus faibles de l'ordre de quelques dizaines de MHz permettront de valider ou d'infirmer notre modèle de bruit pour une plage de fréquence donnée.

Le large déploiement des CPL domestiques au sein des habitations montre l'intérêt de cette technologie à utiliser les réseaux existants comme canaux de communication et les perspectives sont nombreuses lorsque l'on s'intéresse aux réseaux « industriels ». Ces perspectives s'articulent autour de nos travaux antérieurs sur les réseaux MLI ainsi que de nouveaux travaux portant sur les réseaux continus.

Dans le cadre de l'asservissement en position d'une machine de type synchrone, applications Brushless par exemple, les informations nécessaires à l'asservissement sont la position angulaire soit de la machine, soit du système qu'elle actionne. Ces données font partie de l'asservissement et leur délai d'acheminement impacte directement la stabilité de la boucle. Les protocoles mis en œuvre dans les CPL domestiques, qui sont optimisés pour le transfert de flux multimédia, ne répondent pas à nos attentes. Les délais de latence peuvent atteindre plusieurs dizaines de ms et sont totalement inadaptés à la commande des machines électriques. Les modèles de simulation intégrant la machine et son asservissement sont connus et très largement publiés. Nous devons mener des études sur la détermination des délais de latence acceptables dans le domaine de la conversion électromécanique et plus particulièrement pour la commande des moteurs brushless. Ces ensembles convertisseurs-machines sont effectivement très répandus dans l'industrie où ils trouvent leur place dans la plupart des machines outils. Dans ces systèmes, le nombre de liaisons électriques « à bas niveau » est prédominant devant le nombre de liaisons de puissances. La suppression physique de ces liaisons présente un réel intérêt sur le plan de la modularité et très certainement sur le plan économique. Des travaux en collaboration avec l'équipe COMNUM de l'IEMN de Valenciennes portant sur les CPL adaptés aux réseaux MLI sont envisagés dans le cadre, par exemple, de financements inter-région de thèse de doctorat. D'autre part, les travaux qui ont été abordés durant la thèse de doctorat de Marc-Anthony Mannah sont un excellent support de valorisation auprès d'industriels dont le cœur de métiers est la conversion statique de l'énergie électrique. La maturité tant scientifique que technologique de notre projet nous permet aujourd'hui d'affirmer la faisabilité de la communication par CPL sur les réseaux MLI ce qui devra se matérialiser par un travail de sensibilisation auprès des industriels de ce domaine.

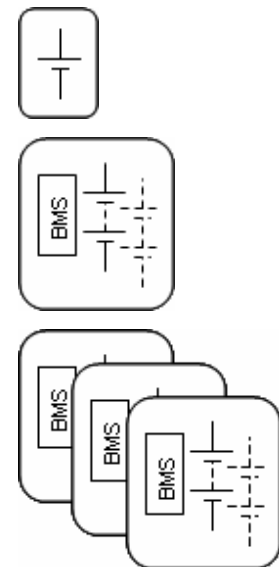
Aussi, la suppression des liaisons « à bas niveau » au profit d'une communication CPL fait ressortir un problème lié à l'alimentation des capteurs et des MODEM associés. En effet, du côté de l'onduleur, il n'est pas nécessaire d'avoir recours à une alimentation externe du MODEM puisque ce dernier peut être directement intégré à l'électronique. Nous pourrions même envisager des modules dont la fonctionnalité est la communication CPL. Côté actionneur, le problème est plus délicat puisque aucune source d'énergie électrique « standard » n'est présente. Nous disposons uniquement du réseau MLI qui est susceptible de véhiculer de l'énergie lorsque l'actionneur est alimenté. Deux études sont à envisager. La première concerne la modification des lois de commande des onduleurs afin que ces derniers maintiennent un pulse minimal sur les tensions composées du réseau MLI. Ce pulse minimal permettra d'assurer le faible transfert d'énergie nécessaire au bon fonctionnement du MODEM. Des commutations, inutiles sur le plan de la commande de la machine, pourront par exemple être ajoutées lors des phases de démarrage ou d'arrêt prolongé. Ces commutations ne devront pas modifier le comportement de l'actionneur mais simplement suffire au maintien de l'alimentation des MODEM. Le deuxième point concerne l'étude d'une structure atypique assurant la conversion AC/DC avec ou sans isolation galvanique. Cette structure devra fournir l'énergie électrique à l'ensemble des capteurs mais aussi au MODEM malgré la variation permanente du rapport cyclique de la tension composée. La désadaptation d'impédance entre l'onduleur, le câble de puissance et l'actionneur peut, lorsque la distance est conséquente, engendrer des phénomènes de surtension aux bornes des actionneurs. Un travail portant sur l'analyse de la consommation des capteurs et sur la caractérisation du réseau MLI (essentiellement le pulse minimal et la distance) nous permettra de proposer une structure de conversion AC/DC adaptée au besoin.

Dans ces conditions, le point évoqué précédemment ouvre de nombreuses opportunités quant à l'emploi du réseau MLI comme canal de communication. Nous pouvons étendre ce concept à l'ensemble des capteurs que l'on retrouve au sein d'un process et qui sont reliés par l'intermédiaire d'une liaison filaire aux automates de commande. Ces capteurs pourraient bénéficier de la présence d'un réseau MLI à proximité pour transmettre leurs informations à travers un onduleur équipé de la fonction CPL. Le réseau MLI serait alors vu comme un réseau de données accessible par l'ensemble des actionneurs et capteurs. Lors d'un séminaire organisé par le groupe Safran, et auquel j'ai participé, il a été évoqué l'éventuel déploiement de la technologie CPL en aéronautique. Les Commandes De Vol Electriques (CDVE) se sont généralisées sur les avions modernes, simplifiant les architectures hydrauliques mais rendant beaucoup plus complexe les architectures électriques. Par exemple, l'ensemble des commandes en lacet, tangage et roulis sont désormais confiées à des servo-commandes localisées au niveau de la dérive, de

la profondeur et des ailes. Ces servo-commandes sont connectées à de nombreux réseaux de puissance et de communication. La technologie CPL semble être très attrayante dans ce contexte où la réduction de la masse est un souci permanent. Le taux de défaillance de 10^{-7} est un facteur essentiel sur ces réseaux dont la topologie est complexe. La caractérisation du canal de communication sur les nouveaux réseaux continus à haute tension (HVDC) permettra de proposer une solution CPL dont la fiabilité et le temps de latence correspondent aux exigences du milieu aéronautique. La réalisation de travaux sur ce sujet avec l'équipe de Rennes du laboratoire IETR est actuellement en discussion.

Nous avons évoqué le partenariat entrepris avec l'entreprise Novéa Energie spécialisée dans l'éclairage autonome et intéressée par nos travaux sur les CPL. Ce partenariat regroupe le CEA-INES, dont une des spécialités est le stockage électrochimique de l'énergie électrique, et le laboratoire IETR qui apporte ses compétences dans le domaine de l'électronique et des communications numériques. Partant du principe que l'ensemble des technologies récentes de batteries demande une gestion rapprochée de chaque cellule, nous avons décidé d'entreprendre une étude visant à simplifier l'architecture électrique des packs batteries. Ce projet novateur est le fruit des travaux débutés lors de la thèse de doctorat de Marc Anthony Mannah qui, rappelons le, a permis de montrer la faisabilité du transport d'informations sur les réseaux Modulés en Largeur d'Impulsions. Nous souhaitons étendre ces travaux à des architectures électriques mettant en jeu des tensions exclusivement continues et dont les occupations spectrales seront moins contraignantes. Aussi, nous souhaitons proposer des solutions technologiques compatibles avec les systèmes de communication déployés aujourd'hui au sein des packs batteries. Pour simplifier la lecture nous appellerons :

- Cellule, une cellule électrochimique élémentaire,
- Batterie, un ensemble de cellules agencées en série, parallèle ou série parallèle et incluant un BMS
- Pack batterie, un ensemble de batteries là encore agencées en série, parallèle ou série parallèle.



Pour les principales technologies à fort rendement massique NiMh, LFP, Li-ion, etc..., des modules BMS (Battery Management System) sont situés aux niveaux de chaque batterie et mettent en oeuvre des liaisons numériques de type i2c ou CAN pour les plus répandues. Ces BMS assurent, grâce à ces liaisons numériques, l'échange d'informations entre les batteries et le gestionnaire énergétique que nous appellerons l'EMS pour Energy Management System. Cette structure se retrouve dans l'ensemble des matériels mettant en oeuvre des technologies de stockage évoluées. La Figure 60 montre un module EMS dialoguant avec l'ensemble des BMS du pack batterie. Les informations échangées entre les BMS et l'EMS sont, par exemple, des paramètres d'état de charge, d'état de santé, ainsi que les données relatives à la sécurité comme la température ou encore le courant débité et nécessaire sur ces nouvelles technologies de batterie. Les débits mis en jeu sont relativement faibles mais la fiabilité de la liaison sécuritaire est un point à considérer. Aussi, la perspective de mise en commun du canal de communication et du canal d'énergie va dans le sens de la réduction du nombre de liaisons filaires et par conséquent du nombre de connexions électriques bas niveau. Dans le cas de packs batteries de forte capacité, les connexions de type bas niveau sont d'autant plus coûteuses que les contraintes environnementales sont sévères. Les poussières et l'humidité peuvent rapidement devenir des contraintes à retenir lors du choix des connectiques électriques. Ainsi, l'idée consiste à rendre les batteries communicantes par l'intermédiaire du bus continu et ceci grâce à la mise en commun du canal d'énergie et du canal de communication avec la technologie CPL.

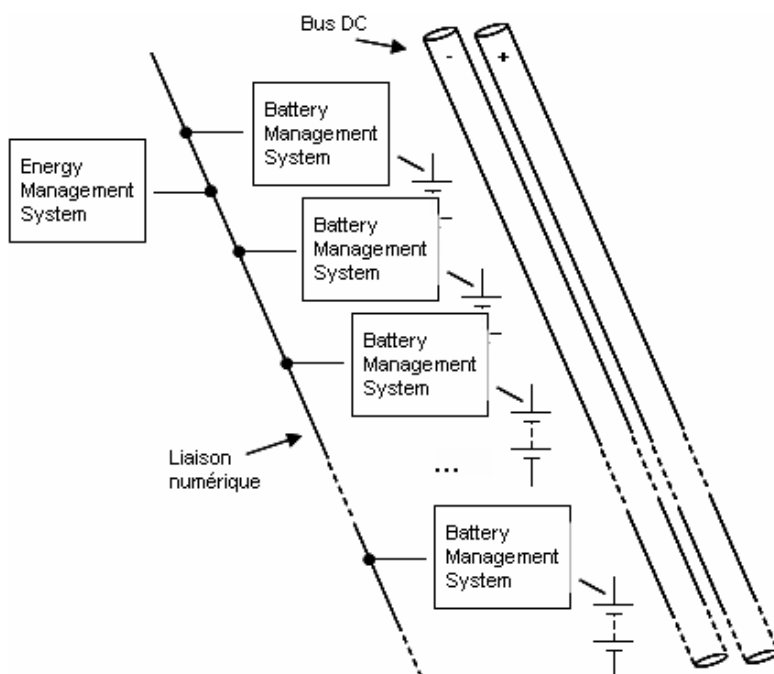


Figure 60 : Structure d'un ensemble d'un pack batterie mettant en oeuvre une liaison numérique entre l'EMS et les BMS

Cependant et selon l'agencement des batteries au sein d'un pack, nous pouvons définir trois classes de topologie :

- La première est exclusivement constituée de la mise en parallèle de batteries. Dans une telle situation, le canal de communication obtenu présente une structure parallèle qui est la plus connue. On dénombre alors autant de noeuds que de BMS et d'EMS. Cette topologie est la plus répandue dans les réseaux de communications.

- La topologie suivante considère une mise en série des batteries au sein du pack. En pareil cas, le canal de communication obtenu est un canal "série" ne présentant pas de noeud mais une unique maille qui englobe l'ensemble des BMS. Nous obtenons une unique boucle qui fait naturellement penser à une communication par boucle de courant.

- Enfin, la dernière topologie est l'association de batteries en série et en parallèle ce qui rend le canal de communication relativement complexe puisque des noeuds seront insérés au sein d'une ou plusieurs mailles. Cette dernière structure ne présente que peu d'intérêt sur le plan électrique et ne fait pas l'objet de perspectives prometteuses. Nous ne nous attarderons donc pas sur cette topologie. La figure ci-dessous résume les deux classes de topologies que nous envisageons d'étudier.

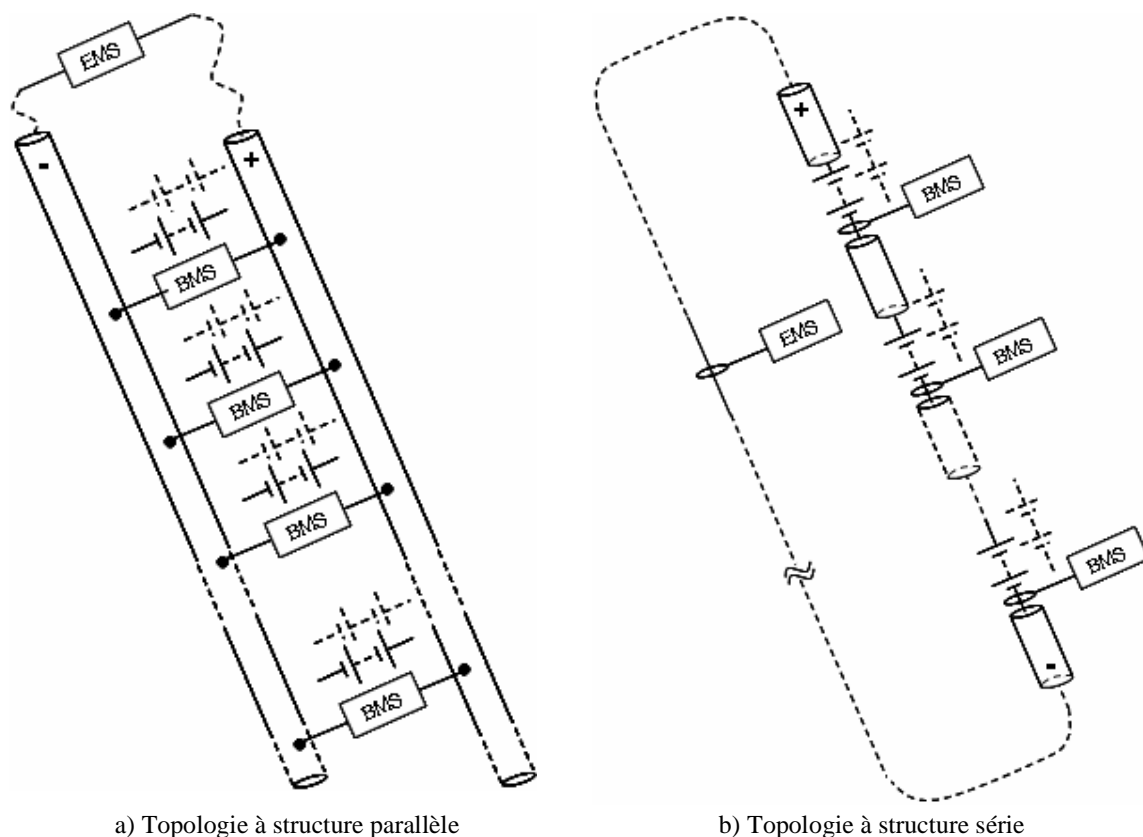


Figure 61 : Mise en commun de canal de communication et du canal d'énergie dans le cas d'un pack batterie

Le comportement fréquentiel des cellules est un point important que nous devons mener à bien afin d'obtenir des modèles fréquents qui tiennent compte des méthodes de raccordements électriques des cellules entre elles (connexion par barres, pointage...). Peut être est-t-il possible de généraliser, au sein d'un unique modèle, le comportement fréquentiel de l'ensemble des technologies électrochimiques évoquées précédemment ? Nous devons aussi nous arrêter sur "l'acceptation" des cellules à supporter des courants dont la gamme de fréquence se situe au delà du MHz. Nous n'avons pas connaissance de travaux portant sur le comportement fréquentiel des cellules dans le cadre des CPL. Ce dernier point rappelle que ces cellules sont insérées au sein d'une batterie qui comporte un BMS. Ce dernier devra peut être assurer une deuxième fonction de "découplage électrique" afin de s'affranchir à la fois du comportement fréquentiel des cellules et d'éviter la présence de courants à haute fréquence dans ces dernières.

Un travail similaire est à fournir au niveau de la modélisation du canal de communication. La modélisation de la première topologie, dite "parallèle", peut s'appuyer sur les travaux effectués pour les CPL domestique. Les liaisons électriques employées sont relativement similaires puisque constituées de câbles d'énergie. Le positionnement des noeuds de raccordement est différent dans nos applications car l'EMS se trouve souvent le seul élément éloigné de l'ensemble des BMS. Nous ne souhaitons pas tenir compte de ce dernier point dans nos études afin de ne pas limiter nos travaux aux systèmes employant un pack batterie physiquement localisé en un unique point. En ce qui concerne la modélisation du canal à topologie dite "série", nous ne pouvons pas employer les modèles évoqués précédemment puisque une communication par boucle de courant semble être requise. En revanche, l'utilisation de modèle de ligne de type RLGC permet très simplement d'aboutir à un modèle du canal de communication de type quadripolaire à base de matrice ABCD, ces dernières pouvant s'adapter à une modélisation électrique sous forme de dipôles associés entres eux au sein d'une unique maille.

Plusieurs techniques de modulation s'offrent à nous. Nous avons mis en oeuvre une modulation de type QPSK dont la fréquence porteuse était égale à 70MHz dans le cadre de la transmission de données sur les réseaux MLI. Nous pouvons imaginer l'utilisation d'autres techniques de modulations déjà implantées dans les CPL domestiques. En effet, l'adaptabilité au canal de communication obtenue par l'utilisation de modulations à étalement de spectre peut sembler séduisante dans nos applications. Cela étant, nous ne devons pas perdre de vue que chaque BMS doit être autonome en énergie et qu'il doit ainsi puiser son énergie dans les cellules qu'il supervise. Dans le cadre des applications autonomes que nous visons, la consommation électrique est un critère que nous ne pouvons négliger. De plus, les technologies mises en oeuvre actuellement assurent l'échange d'informations entre les BMS et l'EMS à l'aide de protocoles de type CAN et parfois i2c. La

simplicité de mise en oeuvre du bus CAN par exemple réside dans l'emploi d'architecture électronique intégrant la gestion de ce protocole. Chaque BMS et l'EMS sont connectés sur un même bus physiquement constitué d'une paire torsadée. Le principe du bus CAN consiste à définir deux niveaux possibles sur le bus qui sont soit "dominants" soit "récessifs". Cela signifie qu'un équipement ne peut en aucun cas imposer un niveau récessif mais peut à tout moment imposer un niveau dominant. La Figure 62 montre un tel bus sur lequel sont connectés un ensemble d'équipements (BMS et EMS) schématisés par un interrupteur commandé (TX) et un récepteur qui recopie le potentiel présent sur la ligne (RX).

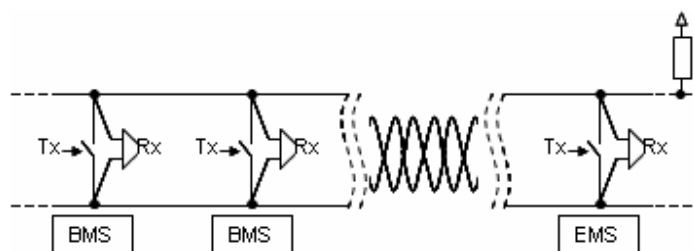


Figure 62 : Principe du bus CAN

(Principe simplifié mettant en œuvre une ligne non différentielle)

Chaque équipement peut imposer un niveau bas sur le bus, ce niveau est dit dominant. Le bus est pincé. En revanche, il ne lui est pas possible d'imposer un niveau haut, niveau correspondant au bit dit récessif. Il est important de noter que dans le cas pratique le bus est de type différentiel. Cela se traduit par un niveau haut dominant pour un 0 logique et un niveau récessif c'est à dire "potentiel libre" pour un 1 logique. Nous avons volontairement simplifié cet aspect pour la compréhension du CAN-CPL que nous souhaitons étudier. La mise en commun du canal de communication et du canal d'énergie interdit naturellement le fait de "pincer" le bus de données sans quoi le canal d'énergie s'en trouve court-circuité.

Tout en conservant l'architecture de la Figure 62, nous pouvons imaginer une structure exploitant la notion de bits récessifs et dominants dans le cadre des CPL (Figure 63). Pour ce faire, une porteuse est générée au niveau d'un des noeuds et chaque équipement, qu'il soit un BMS ou l'EMS, peut pincer le canal d'énergie dans une plage de fréquences donnée. Schématiquement cela revient à court-circuiter le bus à l'aide d'un élément dont l'impédance est faible aux fréquences proches de la fréquence de la porteuse. Ainsi, chaque BMS ou EMS peut imposer un niveau dominant en pinçant le bus c'est dire en le court-circuitant dans une plage de fréquence donnée. Par dualité, le niveau récessif correspond à l'absence de pincement et donc à la présence de la porteuse le long du bus.

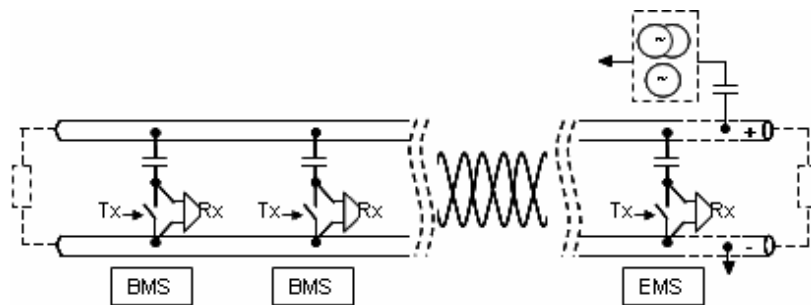


Figure 63 : Principe de fonctionnement du CAN-CPL que nous proposons

Un certain nombre de verrous technologiques sont à lever. En effet, le comportement fréquentiel du canal de communication, qui est constitué de deux conducteurs "d'énergie", est à considérer. Des études doivent permettre de caractériser les câbles et d'aboutir à des modèles quadripolaires de ces conducteurs. Un travail portant sur l'adaptation d'impédance au niveau des BMS et de l'EMS mais aussi au niveau de la génération de la porteuse devrait assurer l'optimisation des fonctions de transferts entre chaque équipement. Ce travail débute par la parfaite connaissance des modèles de câbles mis en jeu mais aussi des modèles de cellules électrochimiques.

Aussi, la nature du câble, à dominante très certainement inductive, doit nous questionner quant à l'emploi de conducteur dont la disposition limite cet effet. C'est le cas, par exemple, lors de l'utilisation de connexions par bus barre parfaitement juxtaposés. Or, dans les applications que nous visons, les conducteurs gainés utilisés limitent simplement cet effet inductif. La parfaite connaissance de l'agencement des conducteurs au sein de la gaine doit aboutir à une maîtrise des paramètres RLGC de la ligne.

Enfin, la génération de la porteuse est une question non triviale : d'une part, à cause du caractère autonome en énergie des équipements que nous visons et, d'autre part, par la nature même de cette porteuse. Concernant ce dernier point, au moins deux possibilités s'offrent à nous. Les études menées sur les modèles de lignes évoqués précédemment permettront d'adopter une porteuse soit sous forme d'une source de tension soit sous forme d'une source de courant. Ainsi, les modèles des fonctions de transferts, qui caractérisent le comportement du canal de la génération de la porteuse jusqu'à chaque RX de chaque BMS et EMS, pour toutes les combinaisons reflétant tout les états des TX, pourront être définis. Aussi l'adaptabilité au canal pourrait être envisagée lors d'une phase d'apprentissage visant à optimiser le choix de la fréquence de la porteuse.

L'utilisation du protocole CAN-CPL ouvre de nombreuses perspectives en termes de sujets de recherches tout en permettant toujours la compatibilité avec les équipements ne mettant pas en œuvre la technologie CPL. A l'issue de ces études, nous serons en mesure de

proposer des solutions à notre partenaire industriel. Nous avons ainsi mis en place un contrat de doctorat réparti entre le laboratoire IETR, l'entreprise et le CEA-INES. C'est un projet passionnant mêlant les contraintes industrielles à des travaux de recherches associant de multiples domaines.

- IV - Bibliographie

[BOI01] **I. BOIKO:**

Input-output analysis of limit cycling relay feedback control systems, American Control Conference, Jun 1999, California, vol. 1, pp. 542-546

[CLA01] **J.C. LE CLAIRE, S. SIALA, J. SAILLARD, R. LE DOEUFF:**

A resonant current controller for fast AC voltage regulation, PEVD 2000 conference, Conference Publication N°475, London, United Kingdom, pp 305-310

[CLA02] **J.C. LE CLAIRE:**

A resonant voltage controller for fast voltage regulation of a single-phase DC/AC power converter, PCC 2002 conference, Osaka, Japan, vol. 3, pp. 1067-1072

[CLA03] **J.C. LE CLAIRE, S. SIALA, J. SAILLARD, R. LE DOEUFF:**

Procédé et dispositif de commutateurs pour régulation par modulation d'impulsions à fréquence commandable, International patent WO 99/01925, January 14, 1999

[JAE01] **L. JAE-CHEON, S. MYUNG-WON:**

Hardware-in-the loop simulator for ABS/TCS[JAE01], IEEE international Conférence on Control Applications 1999, 22-27 Aug. 1999, Kohala Coast, Hawaii, vol. 1, pp. 652-657

[OLI01] **J.C. OLIVIER:**

Modélisation et conception d'un modulateur auto-oscillant adapté à l'émulation d'organes de puissance, Thèse de doctorat soutenue le 5 décembre 2006

[RAM01] **S. RAMAN, N. SIVASHANKAR, W. MILAM, W. STUART, S. NABI:**

Design and implementation of HIL simulators for powertrain control system software development, American Control Conférence 1999, 2-4 jun 1999, San Diego, Californie, vol.1, pp. 709-713

[SCH01] **R.M. SCHUPBACH, J.C. BALDA:**

A versatile laboratory test bench for developing powertrains of electric vehicles, Vehicular Technology Conference 2002, 6-9 May 2002, Birmingham, UK, vol. 3, pp. 1666-1670

[AMM01] **A. AMMOUS, S. G²HEDIRA, S.; B. ALLARD, H. MOREL, D. RENAULT:**

Choosing a thermal model for electrothermal simulation of power semiconductor devices, IEEE Transaction on power electronics, 1999, vol. 14, n°2, pp. 300-307

[BIE01] **MH. BIERHOFF; F.W. FUCHS:**

Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation, 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, PESC2004, Germany, vol.4, pp. 2836-2842

[BRY01] **BRYANT, A.T.; MAWBY, P.A.; PALMER, P.R.; SANTI, E.; HUDGINS, J.L.:**

Exploration of Power Device Reliability Using Compact Device Models and Fast Electrothermal Simulation, IEEE transactions on industry application, May/June 2008, vol. 44, n°3, pp. 894-903

[DU01] **DU, B.; HUDGINS, J.L.; SANTI, E.; BRYANT, A.T.; PALMER, P.R.; MANTOOTH, H.A.:**

Transient thermal analysis of power devices based on Fourier-series thermal model, PESC 2008, Rhodes, Greece, pp.3129-3125

[DU02] **BIN DU; HUDGINS, J.L.; SANTI, E.; BRYANT, A.T.; PALMER, P.R.; MANTOOTH, H.A.:**

Transient Electrothermal Simulation of Power Semiconductor Devices, IEEE transactions on power electronics, January 2010, vol. 25, n°1, pp. 237-248

[GER01] **GERSTENMAIER, Y.C.; CASTELLAZZI, A.; WACHUTKA, G.K.M.:**

Electrothermal Simulation of Multichip-Modules With Novel Transient Thermal Model and Time-Dependent Boundary Conditions, IEEE transactions on power electronics, January 2006, vol. 21, n°1, pp. 45-55

[HEF01] **HEFNER, A.R.:**

A Dynamic Electro-Thermal Model for the IGBT, IEEE transactions on industry application, March/April 1994, vol. 30, n°2, pp. 394-405

[KIM01] **KIMBALL, J.W.:**

A method of including switching loss in electro-thermal simulation models, IEEE Workshop on Computers in Power Electronics (COMPEL), University of Illinois, USA, 2004, pp.36-42

[KIM02] **KIMBALL, J.W.:**

Modeling controlled switches and diodes for electro-thermal simulation, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Recife, Brazil, 2005, pp. 2175-2179

[MCN01] **MCNUTT, T.; HEFNER, A.; MANTOOTH, A.; BERNING, D.; RANBIR SINGH:**

Compact models for silicon carbide power devices, Elsevier Solid State Electronics, 2004, vol. 48, pp.1757-1762

- [MUN01] **MUNOZ, A.R.; LIPO, T.A.:**
On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives, IEEE transactions on power electronics, July 1999, vol. 14, n°4, pp. 683-689
- [PAL01] **PALMER, P.R.; JOYCE, J.C.; ENG, P.Y.; HUDGINS, J.; SANTI, E.; DOUGAL, R.:**
Circuit Simulator Models for the Diode and IGBT With Full Temperature Dependent Features, IEEE transactions on power electronics, September 2003, vol. 18, n°5, pp. 2171-2177
- [RAJ01] **A.D. RAJAPAKSE, A.M. GOLE, P. L. WILSON:**
Approximate Loss Formulae for Estimation of IGBT Switching Losses through EMTP-type Simulations, International Conference on Power Systems Transients, IPST 2005, Montreal, Canada, June 2005, paper no. IPST05 - 184
- [SHE01] **KUANG SHENG; WILLIAMS, B.W.; FINNEY, S.J.:**
A Review of IGBT Models, IEEE transactions on power electronics, September 2003, vol. 15, n°6, pp. 1250-1266
- [STE01] **R.G. JACQUOT, J.W. STEADMAN, C.N. RHODINE:**
The Gaver-Stehfest algorithm for approximate inversion of Laplace transforms, Circuits & Systems Magazine, 1983, vol. 5, n°1, pp. 4-8
- [YUN01] **CHAN-SU YUN; MALBERTI, P.; CIAPPA, M.; FICHTNER, W.:**
Thermal Component Model for Electrothermal Analysis of IGBT Module Systems, IEEE transactions on advanced packaging, August 2001, vol.24, n°3, pp. 401-406
- [AHO01] **J. AHOLA, T. LINDH, V. S ARKIM AKI, R. TIAINEN:**
Modeling the High Frequency Characteristics of Industrial Low Voltage Distribution Network, Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics, Trondheim, Norway, Juin 2004.
- [AHO02] **J. AHOLA, J. TOUKONEN, A. KOSONEN, T. LINDH:**
Electric motor cable communication overcomes the biggest obstacle in on-line condition monitoring, COMADIT 2005, Juillet 2005, Cambridge, UK, pp. 105-110
- [AHO03] **J. AHOLA, A. KOSONEN, J. TOUKONEN, T. LINDH:**
A new approach to data transmission between an electric motor and an inverter, SPEEDAM 2006, Mai 2006, Taormina, Italy, pp. 126-130
- [COA01] **N.G. COAKLEY, R.C. KAVANAGH:**
Real-time control of a servosystem using the inverter - fed power lines to communicate sensor feedback, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1999, vol. 46, n°2, pp. 360-369

[COT01] **E. COTTAIS, J. SAILLARD:**

Coefficients of LC passive insertion filters for a voltage response analysis, International Journal of Electronics, Novembre 2008, vol. 96, n°. 2., pp. 139-151

[HEN01] **C. HENSEN, W. SCHULTZ, S. SCHWARTZE:**

Characterisation, measurement and modelling of medium voltage power-line cables for high data rate, 3rd International symposium on power-line communications and it's applications ISPLC, Lancaster, UK, 30 Mars – 1 Avril 1999, pp. 37-44

[KOS01] **A. KOSONEN, M. JOKINEN, V. SÄRKIMÄKI, J. AHOLA:**

Motor feedback speed control by utilizing the motor feeder cable as a communication channel, SPEEDAM 2006, Mai 2006, Taormina, Italy, pp.131 - 136

[KOS02] **A. KOSONEN, M. JOKINEN, J. AHOLA, M. NIEMELA:**

Real-time induction motor speed control with a feedback utilizing power line communications and a motor feeder cable in data transmission, IECON 2006, 7-10 novembre 2006, Paris, France, pp. 638-643

[KOS03] **A. KOSONEN:**

Power line communication in motor cables of variable-speed electric drives – analysis and Implementation, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland, Thèse de doctorat 2008

[PIN01] **A. PINOMAA, J. AHOLA, A. KOSONEN:**

Channel model for a power line communication medium in an LVDC distribution system, ISPLC 2012, Beijing, China, 27-30 Mars 2012, pp. 404-410

[RAZ01] **H. RAZIK:**

La machine asynchrone à vitesse variable 2 : capteurs, modèles, contrôle et diagnostic, Collection Sciences et technologies de l'énergie électrique, Hermes Science, Juillet 2006, ISBN n° 9782746213821

[WIL01] **G. WILFRIED:**

Contribution à l'étude des communications courant porteur haut débit pour l'embarqué, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, France, Thèse de doctorat 2007

[WEE01] **Y. WEENS:**

Modélisation des câbles d'énergies soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance, Université des sciences et technologies Lille USTL, Thèse de Doctorat 2006

[WEE02] **Y. WEENS, N. IDIR, R. BAUSIERE, J. J. FRANCHAUD:**

Modelling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains, IEEE Transactions on Magnetics, Juillet 2006, vol. 42, n° 7, pp. 1876-1882

[JAN01] P. A. JANSE VAN RENSBURG, H. C. FERREIRA:

Coupling circuitry: understanding the functions of different components, 7th international symposium on power-line communications and its applications, Kyoto, Japan, March 26-28 2003

[BIL01] O. BILAL, ER LIU, YANGPO GAO, TIMO O. KORHONEN:

Design of broadband coupling circuits for powerline communication, ISPLC 2004, 31 Mars – 1-2 Avril 2004, Saragosse, Espagne

[BIN01] J. BINKOFSKI (VACUUMSCHMELZE):

Influence of the properties of magnetic materials on the size and performance of PLC couplers, ISPLC 2005, 6-8 April 2005, Vancouver, Canada, pp. v-xi

- V - Quelques publications

N. GINOT, J.C. LE CLAIRE, L. LORON:

Active loads for Hardware in the Loop emulation of electro-technical bodies, 31nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 6-10 novembre 2005, Raleigh, Caroline du Nord, USA, 6 pages

J.C. OLIVIER, J.C. LE CLAIRE, L. LORON, N. GINOT:

A self oscillating voltage controller for applications with high bandwidth, 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 7-10 novembre 2006, Paris, France, 6 pages

J. ANTONIOS, N. GINOT, C. BATARD, M. MACHMOUM, Y. SCUDELLER:

A model reduction approach for constructing compact dynamic thermal models of IGBT-modules of inverters, Microelectronics Journal, juin 2012, vol. 43, n°6, pp 345-352

M.A. MANNAH, C. BATARD, N. GINOT, M. MACHMOUM:

A PLC-based method for data transmission over a pulse width modulated network, IEEE Transactions on Power Delivery, octobre 2011, vol. 26, n°4, pp. 2259 - 2266

Active loads for Hardware in the Loop emulation of electro-technical bodies

Nicolas GINOT

Electronavale Technologie society
332, Bd Marcel Paul
44800 Saint Herblain
FRANCE

Jean-Claude LE CLAIRE

IREENA laboratory
Bd de l'Université
44600 Saint Nazaire
FRANCE

Luc LORON

IREENA laboratory
Bd de l'Université
44600 Saint Nazaire
FRANCE

Abstract – The electronic and electro-technical bodies of electric vehicles become more complex. Then, the cost of the test and the qualify process increase. Indeed, the full test of a vehicle grid requires cabling all the parts in the laboratory. Thus, it is useful to emulate the batteries, the alternators, the various electric motors used in vehicles. This can be done by using active loads. Thanks to these power systems it is possible to simplifying the test of batteries because there is no chemical element or electric motor. The Electronavale Technologie society, which is a partnership of the IREENA laboratory, has developed power benches for the emulation of the batteries and the electrical machines. Two kinds of power benches are built and involved high dynamic current or voltage regulators. Each of the benches is connected to a bay of constraint in order to make the power flow go in the right way. The bay of constraint feeds or dissipates the energy. Each active load setup is made by an inside DSPACE's computer which executes a software coming from a supervisor computer. This one sends the instruction to the different bodies involved in the plant. In the following, a general overview of the active loads is done. A short presentation of the pulse width technique is done too. Then, the active loads are presented in details and the experimental results are given.

I. GENERAL OVERVIEW OF ACTIVE LOADS

An active load is made of three independent modules. Each of them implements a single phase inverter and electronic boards for the safety and control of the system (Fig. 1). Each module is powered by an own DC bus in order to permit different couplings of the modules together (parallel coupling, and star or delta coupling). Thus, the active load structure implements three single phase inverters, three control modules, three smoothing filters whose design depends on the active load.

The bench of the active load involves DSPACE's computers, which exploit the Matlab model of the electro-technical body to be emulated and take into account the references of the three controllers. The bandwidth of the active load goes from the continuous to 2,5kHz in order to emulate high-speed electrical motors or alternators.

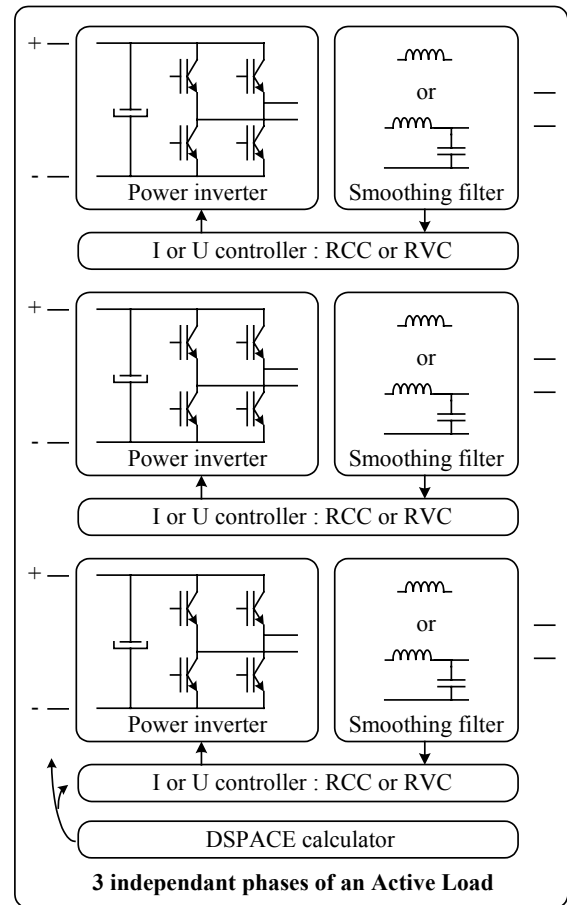


Fig. 1: General active load structure

Each active load is link to a bay of constraint which controls the DC bus voltage. When the energy flow goes from the active load to a load, the mains feeds the energy to the bay of constraint which controls the DC active load voltage bus. When the energy goes from the active load to the bay of constraint, the energy is dissipated through resistors included in the bay of constraint. In such a case the active load acts as a load. Thus, the bay of constraint operates in two quadrants. One of them permits to dissipate the energy. Furthermore, the DC buses are electrically isolated in order to cable many configurations. So, a bay of constraint involves three AC/DC converters which are isolated each from the others.

When operating, the bay of constraint regulates the three DC voltages of the active load and can change the DC values when receiving an order coming from the supervisor. This feature permits to modify in time the active load outputs current or voltage scale variations. When decreasing the DC voltages, it is possible to reduce the ripples due to the frequency switching of the power devices involved in the inverters. Such a feature is also used in audio amplifier [1].

The first kind of active load, which is current regulated, is now named CAL (Current Active Load) (Fig. 2). It involves a high dynamic current regulator named RCC (Resonant Current Controller), industrialized by the Electronavale Technologie Society. The RCC's operating is patented [7] [8]. Each converter of the current active load is under control of an RCC, which makes the output current accurately track its reference. For some technological reasons the maximum switching frequency is bounded to 20 kHz. It decreases more or less when the active load output current changes. In the followings, the operating mode of the RCC is given in details. Each RCC receives its reference signal, which comes from the DSPACE module.



Fig. 2: Current Active Load (CAL) in test

The second kind of active load, which is voltage regulated, is now named VAL (Voltage Active Load). It involves a controller named Resonant Voltage Controller RVC. Its operating mode is similar to the RCC's one. The power system is very similar to the CAL's one, but an output LC smoothing filter is added. In this case, this is the output voltage of the LC filter which is voltage regulated and is

under control of the RVC. Once again, the DSPACE module computes the voltage references which are applied to the three RVC inputs.

II. ACTIVE LOAD FOR BATTERY EMULATION : OPERATING MODE

In spite of that a battery is a voltage source, its emulation involves an inner loop for current control and an external loop for voltage regulation. Hanks to the RCC the dynamic of the inner loop is excellent. The external loop decreases a little bit the active load output voltage dynamic [5]. It is implemented in the DSPACE computer which also performs the battery model.

The RCC principle is based on a voluntary oscillatory mode which permits to control the inverter switching frequency and the switching moments of the power devices [2] [3] [4]. Now, the inverter is replaced by an amplifier whose gain is G_0 , and the load is inductive (R, L) (Fig. 3). Thus, the load acts as a voltage to current transfer function $F_1(p)$ given by (1) :

$$F_1(p) = \frac{I(p)}{U(p)} = \frac{1}{R + Lp} = \frac{1}{R} \cdot \frac{1}{1 + \tau_1 p} \quad (1)$$

The transfer function of the low-pass filter F_2 , which makes the system oscillating, is given by (2) :

$$F_2(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad (2)$$

The electrical time constant of the load is greater than a couple of hundred μs and lower than a couple of 10 ms. Therefore, the filter F_1 phase shift tends to -90° at the oscillation frequency. The high frequency diagram is given in such a case by the next Fig. 4.

Such a diagram matches with an oscillator one. In this mode, the filter F_2 phase rotation is closed to -90° . The oscillation frequency is given by [2] [3] [4]:

$$f_{osc} = f_0 \sqrt{1 + \frac{2\xi}{\omega_0 \tau_1}} \quad (3)$$

In real applications, the product $\omega_0 \tau_1$ is greater than 10. Then, considering a damping factor ξ closed to unity (0.5 to 1), the oscillation frequency is slightly sensitive to the inductive load (R,L) parameters.

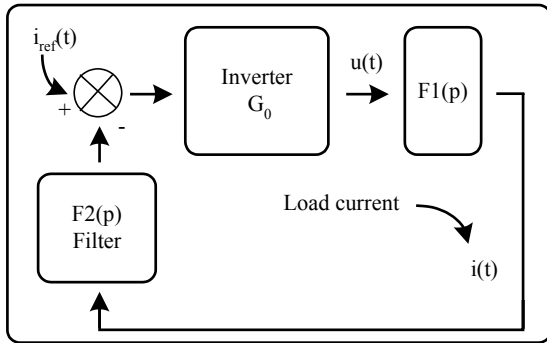


Fig. 3: General diagram of the RCC

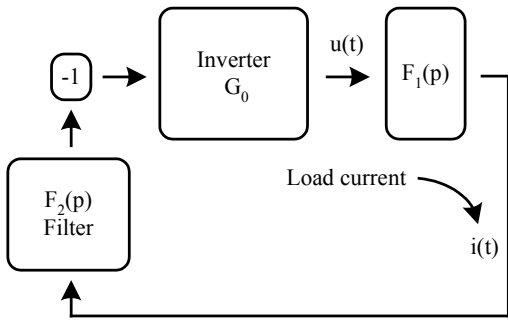


Fig. 4: RCC's diagram at high frequency (oscillation mode)

When emulating a battery, the three phases are connected in parallel in order to feed 600A with a slew rate closed to $3A/\mu s$. The Fig. 5 shows the output current of a single phase when applying a 300A step to the load (thermal motor cranking for example). In this case, the slew-rate equals $1.03A/\mu s$.

The voltage control loop involves a PI corrector with anticipation. It generates the reference which is applied to the three current regulators of the active load. Then, the three outputs feed the high current to the load (and a smoothing capacitor in order to emulate the electrical wire of the vehicle). The model which is integrated in the DSPACE system, takes into account the resistance of the battery, its storage energy, its temperature ...

In the next paragraph, the experimental results are presented. Some industrial characteristics of the bay of constraint are also given.

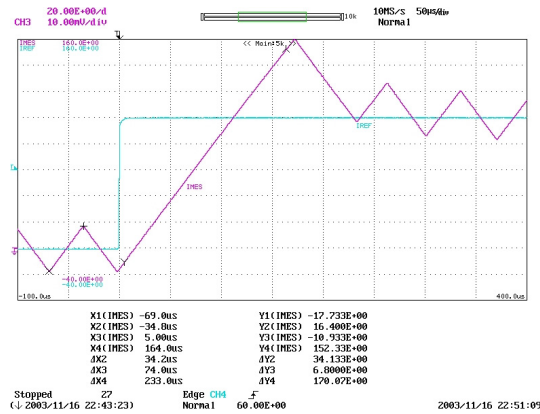


Fig. 5: Single phase output current when applying a step from 0A to 100A (0A to 300A in the load by paralleling three phases)

Horizontal axis : Time $50\mu s/div$
Vertical axis : Current $20A/div$

III. ACTIVE LOAD FOR BATTERY EMULATION : EXPERIMENTATION

Here the use of the CAL is presented when emulating a battery. The CAL is connected to the bay of constraint (Fig. 6) which feeds or dissipates the energy. The three phases of the CAL, which are in parallel, are connected to a specific module for this application. Here, this module is a filter named application-related filter. It involves a capacitor which acts as the vehicle grid.

The tuning of the corrector PI with anticipation is experimentally done using comparison with real battery energy flows. The stability and the response time permit to correctly tune the corrector.

The next graph (Fig. 7) illustrates the response of the active load when feeding a great current step. When the voltage recovers 90% of its initial value and the three outputs deliver 80A, the response time is closed to $400\mu s$.

When starting up a car, the current going through the starter, makes the grid voltage decrease. The electronics of the car must operate properly in order to keep under control the functions of the vehicle. The CAL is useful for emulating such a transient which appears when starting up the vehicle (Fig. 8) and for checking the electronic systems. We can see the output voltage (emulated battery voltage) well track the reference.



Fig. 6: Three phases bay of constraint

thus making the output voltage transients very short. When emulating electrical machines, the emulated value is a voltage too. Nevertheless, in case of electric motor, the high dynamic of the FEM can't be emulated when using an inner current and an external voltage loops. Therefore, the use of a specific Voltage Active Load, now named VAL, must be done. This VAL involves the Resonant Voltage Controller [6], named RVC, which well suited in such a case.

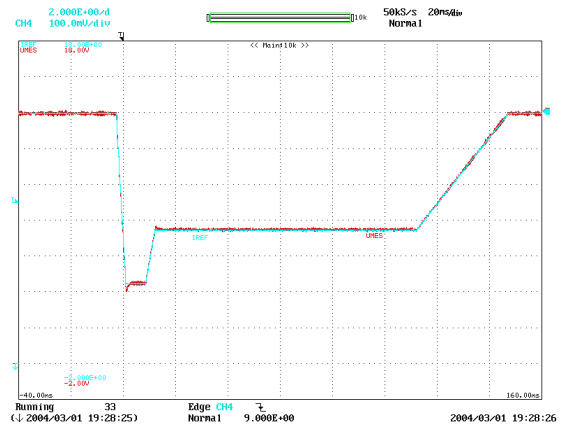


Fig. 8. Battery voltage emulation when starting up the vehicle

Horizontal axis : Time 20ms/div
Vertical axis : Voltage 2V/div

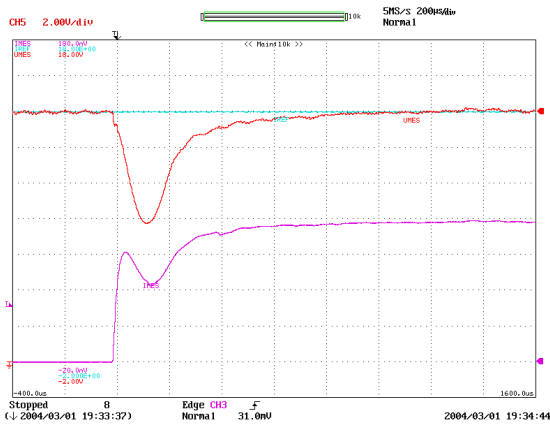


Fig. 7: Step transient when emulating a battery

Horizontal axis 200µs/div
First curve: battery voltage (vertical axis 2V/div)
Second curve: load current (vertical axis 20A/div)

When emulating consumption where the current reaches 80A, the tracking of the CAL is excellent because the delay and the static error are negligible (Fig. 9.)

When emulating a battery, the use of the CAL offers to the users the high dynamic of the inner loop Resonant Current Controller, then increasing the dynamic of the whole system,

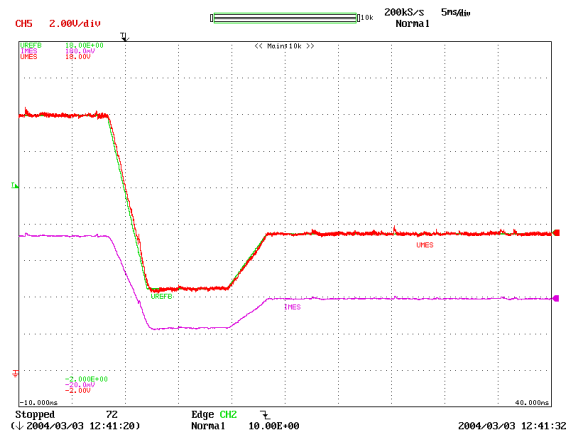


Fig. 9: Tracking when starting up the vehicle

Horizontal axis 5ms/div
First curve: battery voltage (vertical axis 2V/div)
Second curve: load current (vertical axis 20A/div)

IV. ACTIVE LOAD FOR ELECTRIC MOTOR EMULATION: OPERATING MODE

When emulating electric motor, the goal is to test the power converter which will feed the real machine. In such a case, the emulated part is the machine. The part under test is the converter.

Electric motor is very complex. The simplified model uses an electromotive force per phase, name emf, and an inductance and a resistance of the stator. The emulation of such an electro-technical body is done with the VAL (Fig. 10) which emulates the three emf of the machine. Then, the three phases are coupled using a star coupling. The inductances and the resistances of the machine are integrated in the application-related filter. The power converter, which is under test, is connected to the application-related filter and feeds the energy to the VAL when emulating an electric motor. If the power converter under test acts as a rectifier, then the active load feeds the energy and emulates the emf of an alternator.

The voltage regulation is under control of the RVC which makes switch the power devices and control the upper switching frequency bounded to 20 kHz. The operating mode of the RVC is similar to the RCC operating one. It takes into account the LC smoothing filter inserted between the inverter and the load (Fig. 11) [6].

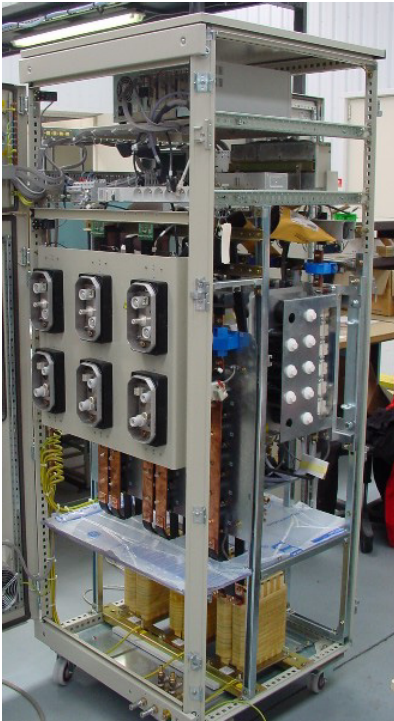


Fig. 10: Inside view of the Voltage Active Load (VAL)

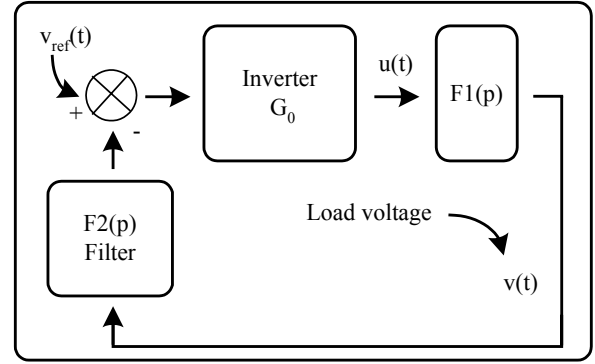


Fig. 11. General diagram of the RVC

Here the transfer function F_1 includes the smoothing filter and the load. When the load is resistive, it is given by (4) :

$$F_1(p) = \frac{V(p)}{U(p)} = \frac{1}{1 + \frac{L}{R}p + LCp^2} \quad (4)$$

The filter F_2 is more complex and its transfer function is given by (5) :

$$F_2(p) = \frac{1 + \frac{p}{K \cdot \omega_{0LC}}}{1 + \frac{2\xi p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad \text{with} \quad \omega_{0LC} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (5)$$

The filter F_2 includes a second order low-pass filter and a band-pass one. This permits to compensate an -90 degrees excess phase rotation due to the smoothing filter in comparison with the F_1 's RCC transfer function. Indeed, here the filter F_1 's phase shift decreases from 0 to -180 degrees when increasing the frequency from continuous to the infinite. At the highest frequencies the phase rotation of the filter F_1 tends to -90 degrees. Here, the F_2 's numerator compensates this difference.

Using a resistive load and controlling the output voltage of the LC smoothing filter, the oscillation frequency formula can be defined. It is complex and is given in [6]. Due to the real parameters values it is closed to the natural frequency of the filter F_2 [6].

When emulating the emf of an high speed electric motor, the three phases of the active load, in a star coupling, can feed a current whose value reaches 300A. The next figure (Fig. 12) illustrates the output voltage of one of these phases when the signal frequency increases and decreases from continuous to 2 kHz.

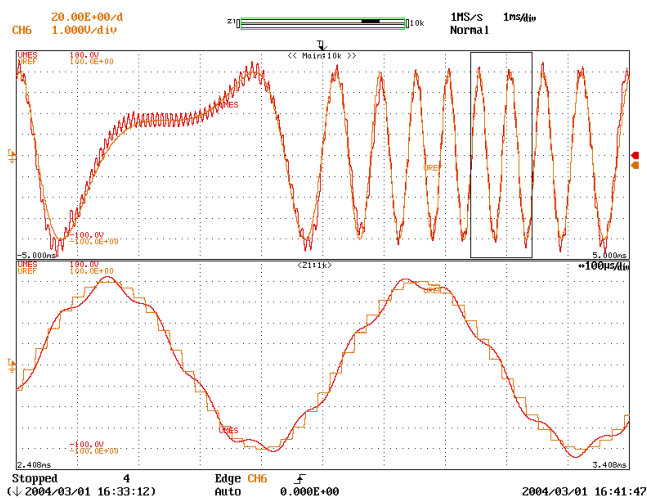


Fig. 12. Output voltage of the VAL when the frequency of the reference changes

First curve: Output voltage (vertical axis 20V/div)
 Horizontal axis for first curve : 1ms/div
 Second curve: Output voltage (vertical axis 20V/div)
 Horizontal axis for second curve : 100µs/div

V. CONCLUSION

The emulation of electro-technical bodies offers to the users systems where only the model to be emulated changes. Many advantages had been illustrated. It is more comfortable for the users. The output signals well track the references. Moreover, the norms for the airing of the premises are stronger when using real batteries in the laboratories. The constraints are also strong when testing the electrical machines for the safety of the people. Therefore, the use of high-speed controllers, such as the RCC and RVC, permits to accurately emulate the car batteries, then avoiding the difficulties for the airing, so avoiding the use of batteries. Furthermore, the active load, which is under control of the RVC, greatly simplifies the benches which are built for testing electrical motors of car. The performances of these benches permit to check the machine at any point of operation.

VI. REFERENCES

- [1] Mikkel C. W. Høyerby, Dennis R. Andersen, Michael A. E. Andersen, *Tracking Power Supply for Automotive Multi- Channel Single - Ended PWM Audio Amplifier System*, EPE-PEMC 2004, Riga, LATVIA, CD ROM ISBN 9984-32-034-0.
- [2] J.C. Le Claire, *Circuits spécifiques pour commande de machines à courant alternatif*, Doctorate thesis of the University of Nantes, January 21, 1999.
- [3] J.C. Le Claire, S. Siala, J. Saillard, R. Le Doeuff, *A new pulse modulation for voltage supply inverter's current control*, EPE 99 conference, Lausanne, Switzerland, CD-ROM ISBN 90-75815-04-2.
- [4] J.C. Le Claire, S. Siala, J. Saillard, R. Le Doeuff, *An original pulse modulation method for current control*, Electrimacs 99 conference, Vol. 2, pp 189-194, Lisboa, Portugal.
- [5] J.C. Le Claire, S. Siala, J. Saillard, R. Le Doeuff, *A resonant current controller for fast AC voltage regulation*, PEVD 2000 conference, Conference Publication N°475 , pp 182-187, London, United Kingdom.
- [6] J.C. Le Claire, *A resonant voltage controller for fast voltage regulation of a single-phase DC/AC power converter*, PCC 2002 conference, Osaka, Japan, ISBN: 078037360X.
- [7] J.C. Le Claire, S. Siala, J. Saillard, R. Le Doeuff, *Procédé et dispositif de commutateurs pour régulation par modulation d'impulsions à fréquence commandable*, International patent WO 99/01925, January 14, 1999.
- [8] J.C. Le Claire, S. Siala, J. Saillard, R. Le Doeuff, *"Method and device for controlling switches in a control system with variable structure, with controllable frequency"*, US patent n° 6.376.935 B1, April 23, 2002.

A Self Oscillating Voltage Controller for Applications with High Bandwidth

J.C. Olivier
 Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique
 Bd de l'Université – BP406 – 44602 St Nazaire
 FRANCE

jean-christophe.olivier@univ-nantes.fr
jean-claude.le-claire@univ-nantes.fr
luc.loron@univ-nantes.fr

N. Ginot
 Electronavale Technologie
 332 Bd Marcel Paul
 44806 Saint Herblain
 FRANCE
ginot@electronavale.com

Abstract – In case of electro-technical body tests, it is necessary to use voltage-controlled converters with large bandwidth and fast dynamics. Recently, a novel pulse width modulation has been investigated. It has permitted to design regulators in order to reach an accurate tracking of current or voltage references. Here, the first version of the voltage controller is improved in order to target these new specifications. Indeed, it is necessary to get a bandwidth of a couple of kiloHertz, with a phase shift lower than ten degrees. This goal is reached.

I. INTRODUCTION

The power converters can be used for supplying electrical machines, which require high performances. They also can be used for UPS applications. In case of electrical machine controls, high specifications such as good dynamics are requested. When they operate as UPS, the command must be robust because of the unknown loads. Then, it is difficult to get simultaneously a good tracking of the reference and a robust control. Nevertheless, the commands involving sliding modes are able to reach such specifications. But the maximum switching frequency of the power switches is not well controlled without an auxiliary process (hysteresis, etc.) [1][2][3].

Recently, a new technique has been developed [4]. It permits to control the output current or voltage of a converter, where the control loop enters in a resonant mode [5]. So the electrical system oscillates. The process is based on a technique, which has been recently patented [6]. The features are a high dynamic response, a very low sensitivity to the load parameters and a known maximum switching frequency of the power switches. In case of voltage control, this technique uses the output voltage of the converter and its derivative. With the first voltage regulator, it is not easy to do the corrector synthesis. Then it is not possible to find an accurate low frequency close loop model of the system.

Here, the first prototype of this recent voltage regulator is improved. It now involves the voltage and current states, thus removing the need of the voltage derivative. In this way, working with the sliding mode approach permits to find a low frequency model of the electrical structure. Thus, the voltage regulator can be improved and the simulated and experimental results demonstrate the high performances of the second version of the voltage regulator. Thereby, the regulated converter is able to track 800Hz waves and large transients even if it is loaded or not.

II. QUICK OVERVIEW OF A CURRENT REGULATOR

Before an investigation of the new version of the voltage regulator, it is useful to present a current regulator whose the operating mode depends on an oscillatory mode [7]. Indeed, it is easier to understand how this current regulator operates, because of its simplest structure. Thus, the next figure illustrates a non-linear model of a power converter. The output current is under control of this regulator and is measured by means of a sensor whose transfer function is defined by R_T and is assumed to be real.

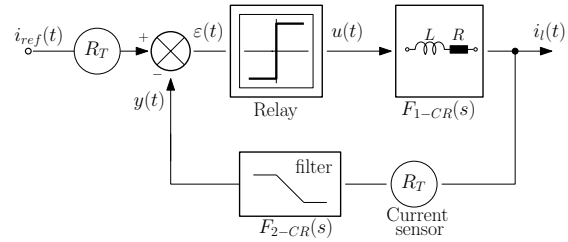


Fig.1. Current regulation loop

The transfer function $F_{1-CR}(s)$, involved in the current regulation, relates to the load of an inverter, where the current to be controlled is going through. As the load is inductive, it takes into account its inductance L and resistance R . An added filter is involved in the system for converter switching frequency control. Its transfer function $F_{2-CR}(s)$ is a second order low-pass filter. Thus, the transfer functions $F_{1-CR}(s)$ and $F_{2-CR}(s)$ are given by:

$$F_{1-CR}(s) = \frac{i_l(s)}{u(s)} = \frac{1}{Ls + R} = \frac{1}{R} \frac{1}{\tau_1 s + 1} \quad (1)$$

$$F_{2-CR}(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2\xi}{\omega_0}s + 1} \quad (2)$$

where ξ is the damping factor and ω_0 is the natural frequency.

Thus, the inverter applies the voltage signal $u(t)$ to the load F_{1-CR} and the relay acts as the power stage. Its output voltage is given by:

$$u(t) = E \text{sign}(\epsilon(t)) \quad (3)$$

This concept simultaneously combines two structures. The first one acts at lower frequencies for current regulation and the second one acts at higher frequencies for switching frequency control by means of a voluntary oscillating mode. Involving the load, whose the voltage to current transfer function is $F_{1-CR}(s)$, the linear part of the system becomes a third order low-pass transfer function $H_{CR}(s)$ which is defined as follow:

$$H_{CR}(s) = F_{1-CR}(s) R_T F_{2-CR}(s) \quad (4)$$

$$H_{CR}(s) = \frac{R_T}{R} \frac{1}{\frac{\tau_1}{\omega_0^2} s^3 + \left(\frac{2\xi\tau_1}{\omega_0} + \frac{1}{\omega_0^2} \right) s^2 + \left(\tau_1 + \frac{2\xi}{\omega_0} \right) s + 1}$$

Then, by assuming the inverter as a high gain, the system can oscillate and the voluntary oscillation mode operates. At the oscillation frequency, which is noted f_{osc} , the transfer function $H_{CR}(j\omega)$ creates a phase rotation of -180 degrees. So, when assuming the $H_{CR}(j\omega)$'s imaginary part to be equal to zero, a relation, between the oscillation frequency f_{osc} and the others parameters, can be defined as follow [7]:

$$\frac{f_{osc}}{f_0} = \frac{\omega_{osc}}{\omega_0} = \sqrt{1 + \frac{2\xi}{\omega_0 \tau_1}} = \sqrt{1 + 2\xi \frac{f_{c1}}{f_0}} \quad (5)$$

Now, by comparing the F_{1-CR} 's cut-off frequency f_{c1} , which is function of the time constant τ_1 , with the F_{2-CR} 's natural frequency, it can be find that the maximum converter switching frequency mainly depends on the filter F_{2-CR} . Therefore the oscillation frequency is slightly sensitive to the load electrical parameters.

III. VOLTAGE REGULATOR

A. Novel technique of output converter voltage control

Here, the first version [4] of the voltage regulator is presented. The next scheme illustrates the power converter and its control loop:

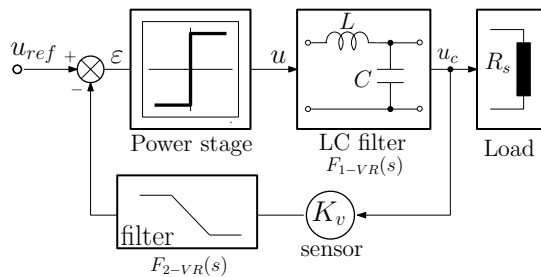


Fig.2. Basic scheme of the first voltage regulator

The LC low-pass filter cell is added to the inverter in order to smooth the high frequency components. The transfer function of this LC cell involved in the voltage regulator is now noted $F_{1-VR}(s)$. It is a second order low-pass filter, whose

damping factor depends on the load of the converter, which is assumed to be a resistor in order to simplify the followings. Then, the transfer function of the filter F_{1-VR} is now given by:

$$F_{1-VR}(s) = \frac{u_c(s)}{u(s)} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_{0LC}^2} + \frac{L}{R_s} s + 1} \quad \text{with } \omega_{0LC} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6)$$

where L, C and R_s respectively depicts the smoothing filter inductance, the smoothing filter capacitor and the resistive converter load.

In this first voltage regulator version, only the output voltage u_c is taken into account in the control loop [4]. Once again, an added filter F_{2-VR} is involved in the voltage regulator. It permits to control the switching frequency. Its transfer function is now given by:

$$F_{2-VR}(s) = \frac{1 + \frac{s}{\omega_{np}}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2\xi}{\omega_0} s + 1} \quad (7)$$

This second order transfer function involves a low-pass filter and a band-pass filter where ω_{np} is close to the LC smoothing filter natural frequency. As, at a high frequency, the phase shift of the filter F_{1-VR} tends to -180 degrees, there is an excess of -90 degrees in comparison with the filter F_{1-CR} involved in the current regulation. So, in order to recover a similar current regulator's operating mode, the band-pass filter is added to the transfer function $F_{2-VR}(s)$. The numerator, of the transfer function $F_{2-VR}(s)$, permits to get a phase shift, which is close to $+90$ degrees when the frequency is close to ω_0 . Therefore, the phase shift, which is due to the filter transfer functions $F_{1-VR}(s)$ and $F_{2-VR}(s)$, always crosses -180 degrees when operating at high frequencies. Consequently, the transfer function $H_{VR}(s)$ of the linear part of the system, which is involved in the converter voltage control, acts in the same way as the $H_{CR}(s)$'s current regulator does. Thus, at the frequency ω_0 the phase shift of $H_{VR}(s)$ is close to -180 degrees too.

This modulator permits to get excellent results [4]. But, in some industrial applications, the needed bandwidth can reach a couple of kiloHertz. Sometimes a phase shift, as low as few degrees, is requested at such frequencies. Such specifications are requested in active loads involved in automotive electronics tests [5]. In the followings, a second version of this novel voltage regulator is investigated in order to comply with such specifications.

B. Investigated voltage regulator

Here, the second version of the previous voltage regulator is investigated. The new goal is to target some specifications such as tracking a sine wave whose frequency equals 800Hz

with a couple of degrees of phase shift and a couple of dB of attenuation. The next scheme illustrates the output voltage feedback control where three loops are involved in. Here, the filter, which makes the system enter in the voluntary oscillation mode, is noted F_2 . It is the current regulator one. Thereby, the frequency switching depends on the inner current loop where the F_2 's filter is implemented:

$$F_2(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0} + \frac{2\xi}{\omega_0}s + 1} \quad (8)$$

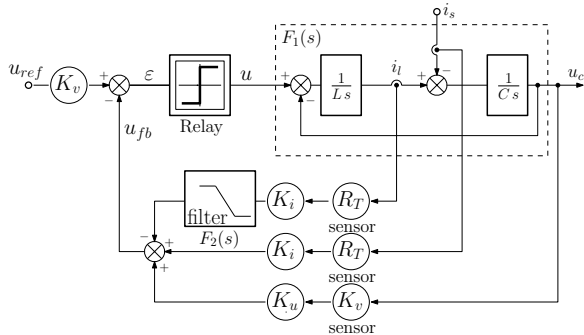


Fig.3. Improved voltage regulator scheme

This previous figure shows that the output converter current, which goes through the load, is taken into account too. Now, the state variables u_c and i_l depicts the voltage capacitor and the coil current. The next formula gives the relation between them, where the load current, noted i_s , is assumed to be a disturbance:

$$\dot{x} = Ax + B_u u + B_s i_s \quad (9)$$

with:

$$x = \begin{bmatrix} i_l \\ u_c \end{bmatrix} A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} B_u = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} B_s = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Then, by inspecting the previous figure and removing the filter F_2 , it can be deduced that it looks as a sliding mode command scheme. As the signals, related to the state variables, go to the error detector through simple gains, the sliding surface is a linear combination of them. Because the system to be controlled is a second order one and as Bhüler described [8], a placement of the poles permits to get a first order close loop transfer function of the whole system. It is given by:

$$T(s) = \frac{u_c}{u_{ref}} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_{np}} + 1 \right)} \quad (11)$$

Now, in order to get a unitary ratio between the converter output voltage and the input reference, the parameter K_u equals unity. This simplifies the followings. Thus, applying the works of Bhüler [8], targeting the previous close loop transfer function, taking into account the voltage sensor gain

K_v and the current sensor gains R_T , then it is possible to deduce the following formulas, where ω_{np} is greater than ω_{0LC} and lower than ω_0 :

$$\begin{cases} K_u = 1 \\ K_i = \frac{K_v}{R_T C \omega_{np}} \end{cases} \quad (12)$$

Thereafter, if the F_2 's filter is removed in order to make an easier investigation of the system at frequency values close to the switching frequency, then the open loop transfer function is given by:

$$H(s) = \frac{u_{fb}}{u} \Big|_{i_s=0} \approx K(s\mathbf{I} - A)^{-1} B_u \quad (13)$$

$$\text{where } K = \begin{bmatrix} R_T K_i & K_v K_u \end{bmatrix}.$$

Then, assuming that there is not high frequency component in the measured load current, assuming that at high frequency values the capacitor acts as a short circuit, and assuming that the higher frequency components (due to the self oscillation) go through the inner loop, the formula of $H(j\omega)$ becomes:

$$H(j\omega) \Big|_{\omega \rightarrow \infty} \approx \frac{K B_u}{j\omega} \quad (14)$$

So, when removing the filter F_2 and considering a frequency close or equal to the natural frequency of this filter, as the K by B_u product is a positive constant, the phase shift of (14) tends to -90 degrees. Now, by locating the filter F_2 at the feedback path end, it is possible to get a phase shift close to -180 degrees at such a frequency. Then, taking into account the voltage error detector phase shift, the system oscillates. Without load, the oscillation frequency is given by:

$$\omega_{osc} = \sqrt{\omega_0(\omega_0 - \omega_{np})} \quad (15)$$

The Fig.4 illustrates the magnitude and phase of the open loop transfer function $H(j\omega)$, when using the parameter values given in the table 1 and using three values of ω_{np} . The F_2 's natural frequency is assumed to be equal to 20kHz. The oscillation frequency f_{osc} is very close to F_2 's natural frequency. When increasing the value of ω_{np} , the value of f_{osc} decreases a little bit. The Fig.5 shows this modification of the oscillation frequency. It is close to the F_2 's natural frequency when ω_{np}/ω_{0LC} is chosen lower than 2.2. Using the expression (15), another formula can be deduced for easily calculate the filter F_2 's natural frequency:

$$\omega_0 \approx \frac{\omega_{np} + 2\omega_{osc}}{2} \quad (16)$$

This formula permits to get a good approximated value of the wanted oscillation frequency.

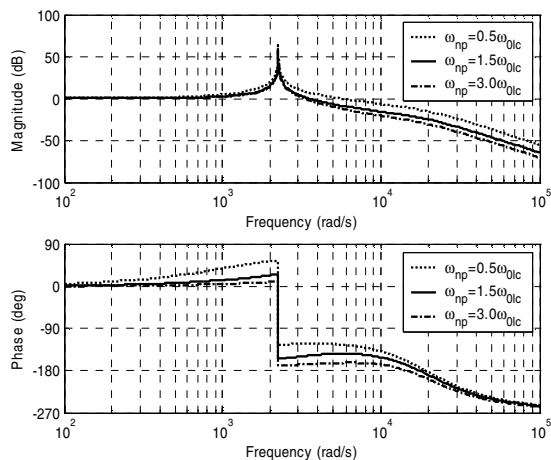


Fig. 4. BODE plot of $H(j\omega)$

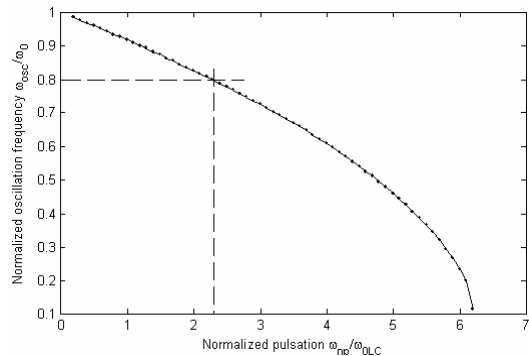


Fig. 5. Normalised oscillation frequency versus ω_{np}/ω_{0LC} ratio.

C. Linear model and stability analysis

In order to check the good behaviour of this new regulator, an investigation of its linear model is done using the Tsytkin's method [9]. Thereby, the power stage can be replaced by a simple gain. This linearization is the same as for natural modulation (triangular carrier), where the equivalent gain depends on the amplitude of the triangular high frequency carrier and the DC bus voltage. Here, the carrier is the feedback signal oscillation component, which depends on the DC bus voltage of the power stage and the attenuation due to the linear part. As the demonstration is long, it is not presented in this paper, but the complete demonstration is given in [10] and [11]. Finally, this gain can be determined by using the next formula [11], which only depends on the linear part of the system:

$$G_{eq} = \frac{1}{2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \Re\{H(nj\omega_{osc})\}} \quad (17)$$

where $H(s)$ is given by the equation (13).

As the transfer function $H(s)$ is a low-pass filter and the components, whose frequencies are greater than ω_{osc} , are strongly attenuated, then the equation (17) can be simplified. Just the first term ($n=1$) can be kept. Using the oscillation frequency ω_{osc} given by the equation (15) and assuming that the smoothing filter frequency is lower than the natural frequency of the filter F_2 ($\omega_{0LC} \ll \omega_0$), it comes:

$$G_{eq} \approx \frac{1}{-2\Re\{H(j\omega_{osc})\}} \approx \frac{\xi\omega_{np}(\omega_0 - \omega_{np})}{\omega_{0LC}^2} \quad (18)$$

Now, concerning the stability of the close loop system, the BLACK plot of $G_{eq}H(j\omega)$ shows that it is adequate when ω_{np}/ω_{0LC} varies between 1 and 4. Even if the phase margins are not so great, there is no unwanted instability when taking into account these values.

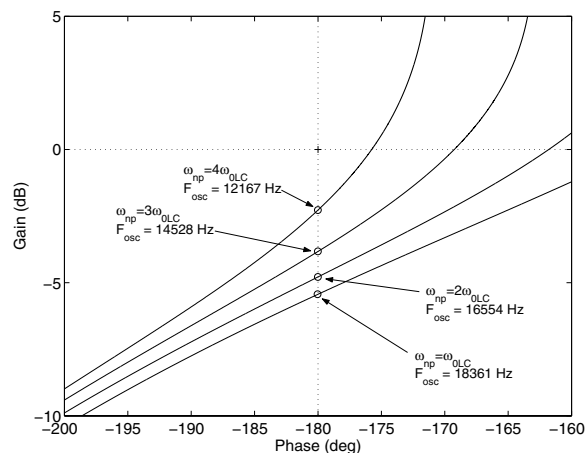


Fig. 6. BLACK plot of the linear open loop transfer $G_{eq}H(j\omega)$

Using the experimental values, then ω_{np} equals 2.75 times ω_{0LC} and the equivalent gain G_{eq} equals 11.8. Thus the close loop static gain equals 0.93. Now, concerning the dynamic behaviour, it is possible to find the close loop transfer function of the system when neglecting the filter F_2 . Indeed, it only acts at high frequencies. When replacing the non-linear stage by a linear one, whose gain is given by (18), this transfer function is given by:

$$T_c(s) = \left(\frac{G_{eq}}{1 + G_{eq}} \right) \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{2\xi_c s}{\omega_c} + 1} \quad (19)$$

where:

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1 + G_{eq}}{LC}} \quad \text{and} \quad \xi_c = \frac{\omega_c G_{eq}}{2(1 + G_{eq})\omega_{np}} \quad (20)$$

As the value of the gain G_{eq} is great enough, then the formula (19) tends to the formula (11) got in sliding mode.

IV. SIMULATED AND EXPERIMENTAL RESULTS

In order to confirm the performances of this new voltage regulator, an electronics board has been designed. The system and board parameters are given in table 1. On the first hand, the system is checked when the voltage-regulated converter is loaded or not. This permits to verify the oscillation frequency and the dynamic behaviour of the system in case of large transients. In the other hand, a rectifier load is connected to the output of the converter. This makes it possible to do other tests of the power source.

A. Unloaded or loaded converter

Here, a reference, whose frequency and amplitude respectively equal 800Hz and 40V, is used. The DC voltage bus is tuned to 100V. The output voltage, compared with the reference, is got by simulation and experimentation. It is illustrated by the next figures. They confirm the excellent behaviour of the system under control of the voltage regulator, even if large transients occur.

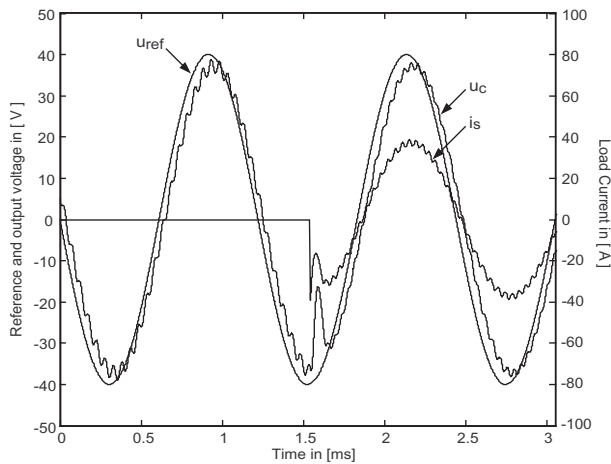


Fig.7. Unloaded and loaded ($R=1\Omega$) simulated result when tracking a 800Hz 40V reference

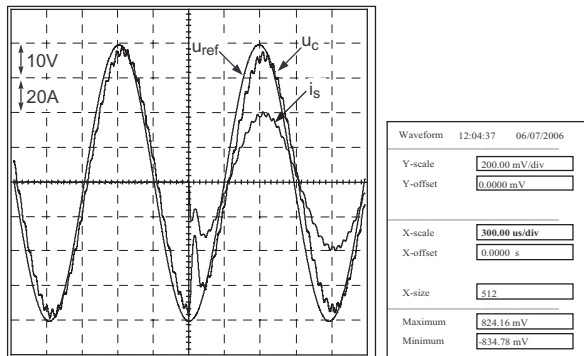


Fig.8. Unloaded and loaded ($R=1\Omega$) experimental result when tracking a 800Hz 40V reference

Now, the converter is unloaded and feeds a 800Hz wave whose amplitude equals 70V. Thus, taking into account the sliding model and the equation (11), if ω_{np} equals 2.75 times ω_{OLC} , then the theoretical phase shift equals -7.41 degrees. The simulated results illustrate (not shown here) a phase shift, which equals -7.1 degrees, thereby a value very close to the sliding mode one. The results also illustrates (not shown here) an attenuation of 7% of the gain value, which matches the static gain of equation (19). As the error is constant in the system bandwidth, it could be possible to compensate it by adding a setting gain.

Concerning the oscillation frequency, the experimental spectrum indicates a line located around 16kHz, when the ω_{np}/ω_{OLC} ratio equals 2.75. In such a case, the Fig.5 indicates that the oscillation frequency is near 75% of the natural frequency of the filter F_2 . Therefore, the theoretical value is 15kHz. So, the theoretical and experimental values match. Furthermore, the spectrum shows a noise which is lower than -45dB, then it indicates a good linearity of the voltage regulated converter.

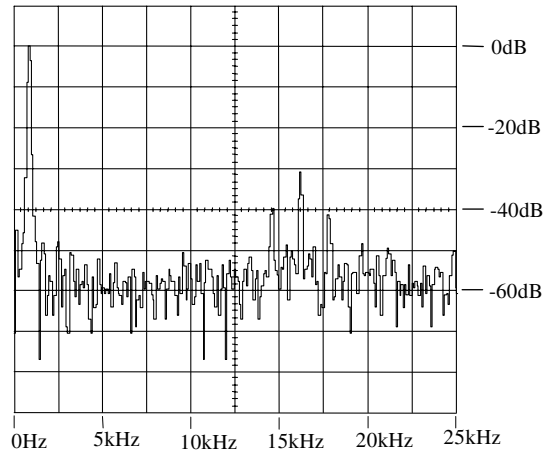


Fig.9. Experimental spectrum when tracking a 800Hz 70V reference

B. Rectifier Load

Now, a non-linear load is connected to the power converter. This load involves a rectifier loaded by a smoothing capacitor C_r (whose value equals 1000 μ F) and a resistor R_r (whose value equals 5.4 Ω). The DC bus voltage is tuned to 100V, the reference amplitude and frequency are respectively tuned to 40V and 200Hz. It can be viewed on the following figure, that the output voltage well tracks the reference, even if the input rectifier current varies and reaches 20A. As, the experimental frequency is 200Hz, it is easier to track a 50Hz or 60Hz voltage reference. So, this voltage-regulated converter could be use as UPS.

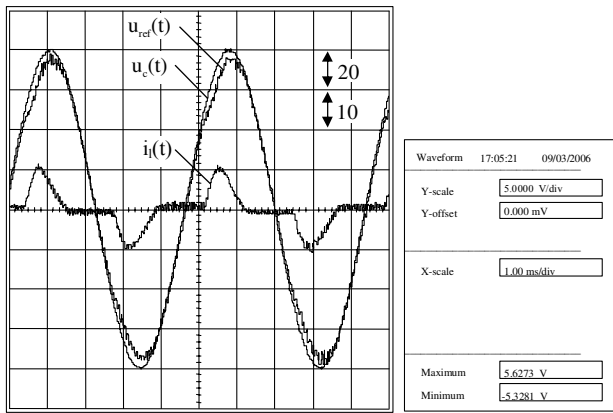


Fig.10. Experimental result when using a rectifier.

C. Square wave tracking

In short, in order to test the dynamic and the stability of the regulator, a square wave, whose amplitude and frequency respectively equal 20V and 400Hz, is used. The DC bus voltage is tuned to 60V.

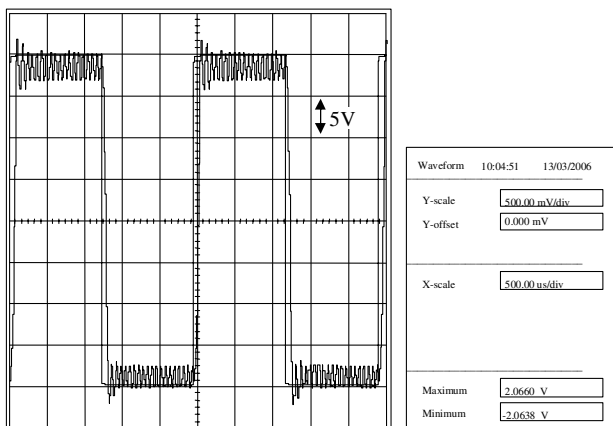


Fig.11. Response to a square wave attack.

The dynamic behaviour is excellent. There is no overshoot and the static error is low. During transients, i.e. when the output voltage goes from $-20V$ to $+20V$ and vice-versa, the loop is open. Thus, the power devices stop to switch. Such a test is done in order to look for instabilities. The system is perfectly stable. Even if the inverter stop to switch, i.e. the system saturates, there is no trouble.

IV. CONCLUSION

This works presents a modulator, which permits to regulate the output voltage of a power converter and to track sinus or square wave references whose frequency equals 800Hz and 400Hz. In the next future, this voltage regulator will be implemented in non-linear voltage sources of a couple of 100kVA, where the necessary bandwidth will equal 1500Hz. These sources will be used for automotive tests. They will act as active loads for hardware in the loop emulation.

TABLE 1
SYSTEM AND LOADS PARAMETERS

Parameter	Description	Value
L	Filter inductance	200 μ H
C	Filter capacitance	25 μ F
ξ	Damping factor of $F_2(s)$	0.707
ω_0	Natural pulsation of $F_2(s)$	$2\pi 20000$ rad/s
K_v	Voltage sensor	1/100
R_T	Current sensor	0.27V/A
K_i	Feedback current gain	1.036
K_u	Feedback voltage gain	1.00
R_r	Rectifier Load resistor	5.4 Ω
C_r	Rectifier output capacitor	1000 μ F

$(f_{np}=6150\text{Hz})$

V. REFERENCES

- [1] V.I. Utkin, J. Guldner and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electro-mechanical Systems*, CRC Press, 1999.
- [2] S. Buso, S. Fasolo, L. Malesani and P. Mattavelli, "A Dead-Beat Adaptive Hysteresis Current Control," *IEEE Trans. Industrial Applications*, vol. 36, no. 4, July 2000, pp. 1174-1180.
- [3] A.B. Rey, S. de Pablo, J.M. Ruiz and J.A. Ravelo, "A novel current control strategy for PWM inverters using the sliding mode techniques," in *Proceedings of the 2000 IEEE International Power Electronics Congress*, pp. 276-279.
- [4] J.C. Le Claire, "A new resonant voltage controller for fast AC voltage regulation of a single phase DC/AC power converter," in *Proceedings of the 2002 Power Conversion Conference*, Osaka, Japan, vol.3, pp. 1067-1072.
- [5] N. Ginot, J.C. Le Claire, L. Loron, "Active loads for Hardware in the loop emulation of Electro-technical bodies," in *Proceedings of the 2005 IECON conference*, Raleigh, North Carolina, USA, 6-10 Nov. 2005.
- [6] J.C. Le Claire, J. Saillard, S. Siala and R. Le Doeuff, "Method and Device for Controlling Switches in a Control System with Variable Structure, with Controllable Frequency," *U.S. patent number 6,376,935*, Apr. 2002.
- [7] J.C. Le Claire, S. Siala, J. Saillard and R. Le Doeuff, "A new pulse modulation for voltage supply inverter's current control," in *Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications*, Lausanne, Switzerland, Sep. 1999.
- [8] H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*, vol. 5, Presses Polytechnique Romandes, 1986.
- [9] Ja. Z. Tsytkin, *Relay Control Systems*, Cambridge University Press, 1984.
- [10] J.F. Yhuel, *Current control of alternative current machines*, Thesis of the University of Nantes, France, 2001.
- [11] I. Boiko, "Input-output analysis of limit cycling relay feedback control systems," in *Proceedings of the American Control Conference*, California, Jun 1999.

Provided for non-commercial research and education use.
Not for reproduction, distribution or commercial use.



This article appeared in a journal published by Elsevier. The attached copy is furnished to the author for internal non-commercial research and education use, including for instruction at the authors institution and sharing with colleagues.

Other uses, including reproduction and distribution, or selling or licensing copies, or posting to personal, institutional or third party websites are prohibited.

In most cases authors are permitted to post their version of the article (e.g. in Word or Tex form) to their personal website or institutional repository. Authors requiring further information regarding Elsevier's archiving and manuscript policies are encouraged to visit:

<http://www.elsevier.com/copyright>

Contents lists available at [SciVerse ScienceDirect](http://SciVerse.ScienceDirect.com)

Microelectronics Journal

journal homepage: www.elsevier.com/locate/mejo

A model reduction approach for constructing compact dynamic thermal models of IGBT-modules of inverters

J. Antonios^a, N. Ginot^b, C. Batard^b, Y. Scudeller^{c,*}, M. Machmoum^a

^a Lunam University - University of Nantes, IREENA, CRTT, 37 Boulevard de l'Université, BP406, 44602, St-Nazaire cedex, France

^b Lunam University - University of Nantes, IETR, Rue Christian Pauc, BP 50609, 44306 Nantes cedex 3, France

^c Lunam University - University of Nantes, LGMPA, Rue Christian Pauc, BP 50609, 44306 Nantes cedex 3, France

ARTICLE INFO

Article history:

Received 4 April 2011

Received in revised form

4 January 2012

Accepted 13 January 2012

Available online 29 March 2012

Keywords:

IGBT-modules

Inverters

Compact thermal modelling

Electro-thermal simulation

Thermal analysis

ABSTRACT

This paper presents a model reduction approach for constructing lumped RC thermal networks of IGBT-modules of inverters for which heat and subsequent temperature increases vary with time on different scales ranging from nanosecond to second. It was observed that the time-dependent heat and temperature profiles of transistors and diodes of IGBT-modules of inverters oscillate at two frequencies, one in the range 0.1–50 Hz corresponding to the load current modulation, and the other in the range 1–20 kHz corresponding to the switching frequency. The reduction approach consisted of decomposing the module into different elements, each being described with a number of RC cells selected according to the time-constant of the element with regard to the module. The lumped RC thermal networks were found in good agreement with the continuous model by offering a considerably lower computational time on the different time scales. For simplicity, the reduction approach is presented for one-dimensional heat flow through the cross-plane direction of the module.

© 2012 Elsevier Ltd. All rights reserved.

1. Introduction

Inverters are devices converting DC current to AC current over a wide range of voltage and frequency. They consist of drivers, switching devices and control circuits in order to form Uninterruptible Power Supplies, variable-frequency drives, and electric vehicle drives. Inverters used in automotive and hybrid vehicles are based on Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) power devices. IGBT-modules of inverters are layered structures formed with materials of different sizes, as illustrated in Fig. 1. The IGBT module 1200 V and 300 A shown in Fig. 1 (6MBI300U4-120) consists of silicon transistors and diodes attached to a copper-ceramic substrate. In operation, the transistors and diodes of IGBT-modules of inverters generate heat pulses at a repetition rate corresponding to the switching frequency, with a time-dependent amplitudes changing at the frequency of the load current. The switching frequency is generally comprised between 1 kHz and 20 kHz, and the load current frequency is in the range 0.1–50 Hz. Therefore, heat and subsequent temperature increases of transistors and diodes of IGBT-modules of inverters oscillate on time scales ranging from nanosecond to second. Indeed, the heat pulse duration resulting from the switching is of a few hundreds of nanoseconds. In contrast, the amplitude of each switching heat

pulse is modulated by the load current and consequently varies with time in the second range. Nowadays, thermal management of IGBT-modules of inverters is crucial for safety, reliability, and performance [1,2]. There is a need of dynamic, electro-thermal models for determining time-dependent temperature on different time-scales with good precision and reasonable computational cost, as a function of device topology, materials, and operating parameters [3]. IGBT-modules can be represented with RC thermal networks after decomposing their structures into a certain number of RC cells [3,4]. A RC cell can be referred to a sub-layer or a group of layers of the module. Generally, a suitable lumped RC network should have a minimal number of RC cells to reduce the computational cost and in contrast a sufficiently high number to achieve good precision on the temperature. The adequate number of RC cells is not established for the IGBT-modules of inverters. Due to the oscillating nature of heat profiles, temperature changes are confined into diverse frequency-dependent depths and temperature distributions are tri-dimensional (see for example [4]). Thus, electro-thermal analysis should be conducted with thermal networks accounting for interactions between transistors and diodes. Electro-thermal analysis of IGBT-modules of inverters can be achieved in different ways. The thermal and electrical calculation can be carried-out separately after considering switching processes as non temperature-dependent, as reported in [5]. Generally, temperature effects in semiconductors are substantial and electro-thermal couplings should be considered. Therefore, computational times could be

* Corresponding author. Tel.: +33 02 40683121; fax: +33 0240683199.
E-mail address: yves.scudeller@univ-nantes.fr (Y. Scudeller).

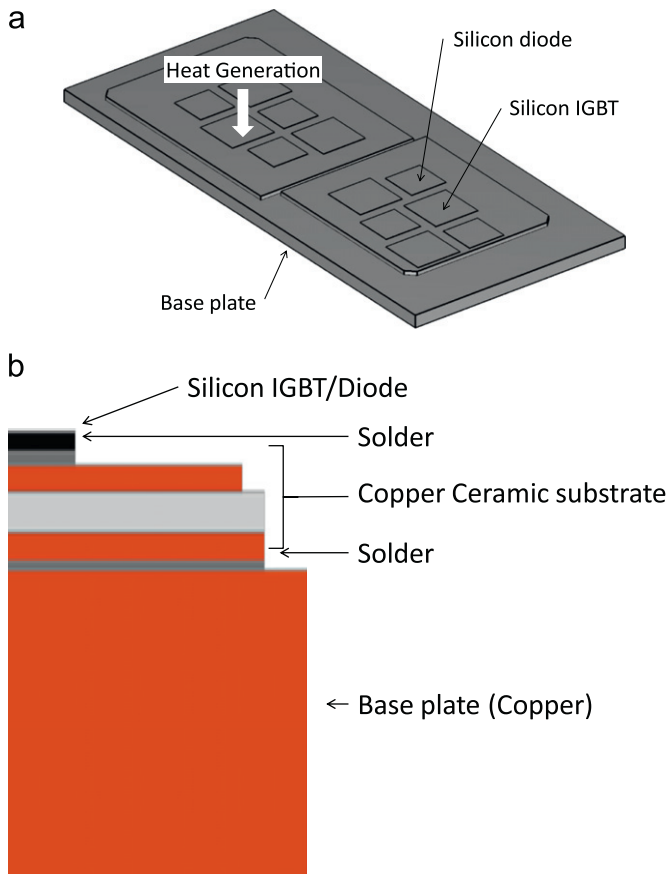


Fig. 1. Schematic of an IGBT-module 1200 V–300 A (6MBI300U4-120). (a) General view. (b) cross-section view.

extremely high and the thermal model reduction becomes a crucial issue. Lumped dynamic thermal models have been used for a large variety of circuits and devices such as MOSFETs [6], power DMOS [7], and multi-chip modules [8].

The aim of the present study was to establish a model reduction approach for constructing lumped RC thermal networks of IGBT-modules of inverters, for which heat and subsequent temperature increases vary with time on different scales ranging from nanosecond to second. There was no strategy proposed to reduce thermal models of IGBT-modules of inverters.

In this paper, time-dependent heat profiles of transistors and diodes of IGBT-modules of inverters are presented as a function of operating parameters. Frequencies and time-scales of the oscillating heat profiles, determined with a circuit-based electrical model, were used. The thermal model reduction approach is then presented. It consisted of decomposing the module into different elements, each being described with a number of RC cells selected according to the thermal time-constant of the element with regard to the module. The lumped RC thermal networks were compared with a continuous model on the different time scales. In the present paper, for simplicity, the reduction approach is presented for one-dimensional heat flow through the cross-plane direction of the module. Results are presented and discussed.

2. Time-dependent heat profiles

This section describes heat oscillations of transistors and diodes of IGBT-modules of inverters. Effects of operating parameters of inverters are emphasized.

Heat generated by transistors and diodes of IGBT-modules of inverters is caused by power losses resulting from switching and conduction processes. Power losses can be estimated by different ways. One way consists in simulating the switching processes with physical models, as reported in [3]. Such models are not suitable for this study because time-steps for simulation should be as low as 10^{-9} s and computational times would be too high. Simulation for operation of one second time would be unfeasible. An alternative approach offering a low computational cost has been implemented. The approach combines circuit-based electrical simulations with experimental data of the switching heat profiles. Thus, through this approach, heat oscillations of IGBTs and diodes of inverters have been calculated for different electrical load currents, bus voltages, and temperatures.

Fig. 2(a) presents the electrical circuit of a single-phase inverter feeding a load, used for simulation. The inverter consists of two legs with two switches on each, S_1 – S_2 , and S_3 – S_4 , an IGBT and a diode forming a switch, as shown in Fig. 2(a). Overall, the inverter is composed of four transistors, noted T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , and four diodes D_1 , D_2 , D_3 , D_4 . In Fig. 2(a), i_L , v_L , and E denote the load current, the load voltage, and the bus voltage of the inverter. Under operation, amplitude and frequency of the load current is controlled with Pulse-Width Modulation (PWM) according to the principle illustrated in Fig. 2(b). In this type of modulation, the switching points are the intersection of a triangular waveform with the modulation waveform, here sinusoidal. The triangular waveform frequency defines the switching frequency, as the modulation frequency is the load-current frequency. In PWM, the difference $v_m - v_t$ controls the switches. While $v_m - v_t$ is positive, switches S_1 – S_4 are on, and S_2 – S_3 are off. Reversely, while $v_m - v_t$ is negative, S_2 – S_3 are on, as S_1 – S_4 are off. Such a control is illustrated in Fig. 2(c). Triangular and modulation waveforms of the switch controls are plotted in Fig. 3(a) for two modulation periods. Fig. 3(b) gives a profile of the load current and voltage, i_L and v_L , respectively. Fig. 3(c) shows the current and voltage of IGBT 1, i_{T1} and v_{T1} , respectively. When the load current is negative, IGBT 1 is off, and reversely, if it is positive, IGBT 1 is on if $v_m - v_t > 0$, and therefore i_{T1} and i_L are equal. IGBT losses versus time during switch-on, switch-off, and conduction phase between on-off are represented in Fig. 3(c). According to the load current, bus voltage, and temperature, the switching time can be ranged roughly from 100 ns to 400 ns.

The circuit of Fig. 2 was used for simulating heat oscillations of IGBTs and diodes of the inverter. For calculation, perfect switches were considered on the circuit. For constructing heat variations, a heat pulse was generated at each switch according to a profile derived from experimental data. The pulse profile was defined from these data as a function of voltage, load current, and temperature. A switch-on heat pulse of an IGBT is plotted in Fig. 4, as measured at room temperature. Measurement revealed that the pulse is well fitted by a square sine function (dashed line in Fig. 4). Fig. 5 gives an example of heat oscillations simulated on an IGBT at 20 °C, for two modulation periods of a sinusoidal load at 50 Hz. This reveals that heat oscillates according two frequency domains, one corresponding to the modulation at 50 Hz, and the other associated with switching at 10 kHz. The switching time is comprised between 100 ns and 400 ns and the modulation time is of 20 ms. In Fig. 5, it can be seen that the envelope of heat oscillations can be well approximated with a sine function on each half modulation period. Depending on applications, heat oscillations are analogous to Fig. 5 by exhibiting different amplitudes and frequencies. In general, the modulation frequency varies between 0.1 Hz and 50 Hz, as the switching frequency can be ranged from 1 kHz to 20 kHz.

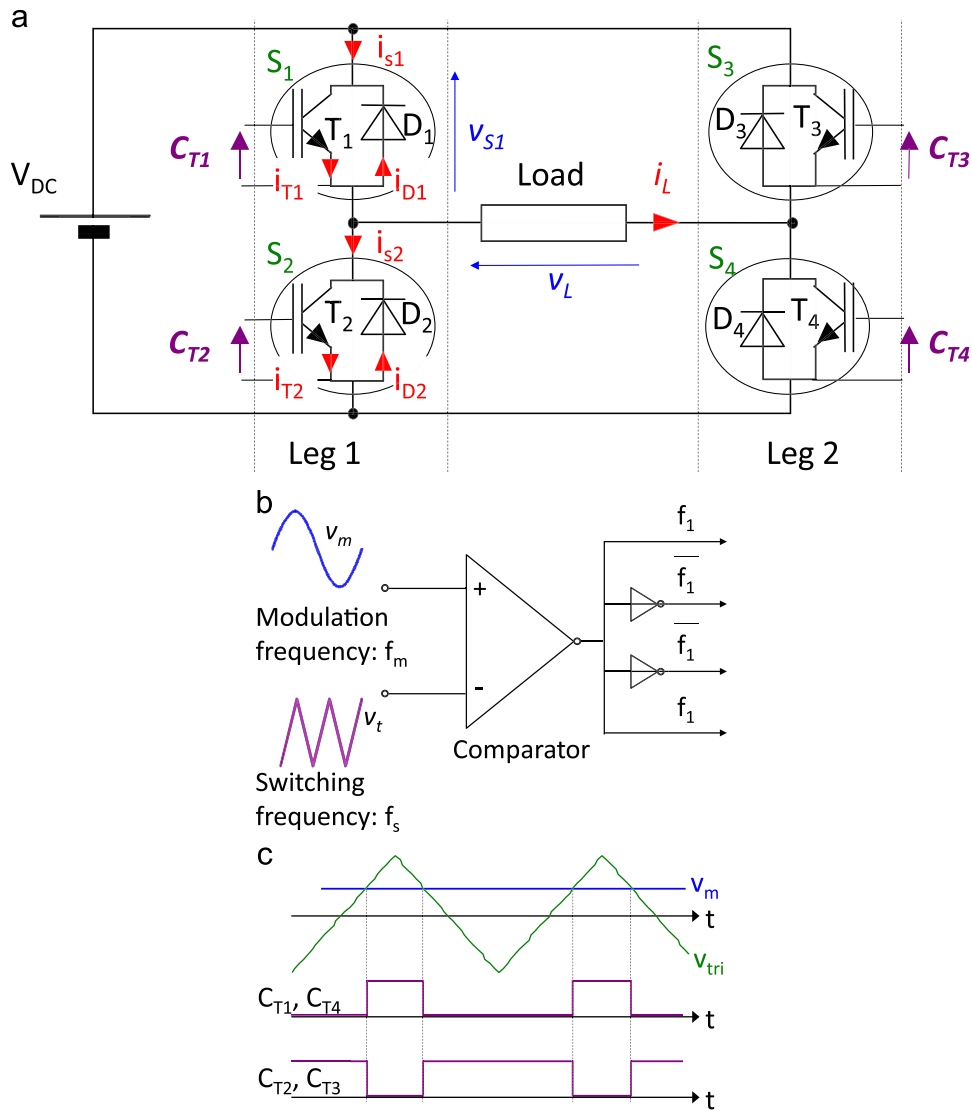


Fig. 2. Single-phase inverter (a) equivalent electrical circuit, (b) principle of the pulse-width-modulation, (c) control signals of the pulse-width-modulation.

3. Thermal model reduction

A model reduction approach was established by constructing lumped RC thermal networks of IGBT-modules of inverters for which heat and subsequent temperature increases vary with time on different scales ranging from nanosecond to second, as shown in the previous section. The reduction approach consisted of decomposing the module into different elements, each being described with a number of RC cells selected according to the time-constant of the element with regard to the module. The time-dependent temperature of transistors and diodes was calculated with a continuous model and different lumped thermal networks. For simplicity, the reduction approach is presented for a one-directional heat flow through the cross-plane direction of the module. The approach could be used in the three directions of the module.

The studied structure is represented in Fig. 6. It consists of 7 layers. Heat at the top of the structure is supposed uniform because the transistors and diodes consist of multiple junctions uniformly distributed on the silicon substrate. For convenience purposes, the bottom side of the structure is assumed at constant temperature. The lateral sides are insulated. The characteristics of

the layers are summarized in Table 1. The one-dimensional temperature distribution of each layer, in space and in time, $T(x,t)$, is a solution of heat diffusion Eq. (1) given by:

$$\lambda \cdot \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} - c\rho \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = 0 \quad (1)$$

λ is the thermal conductivity, and $c\rho$ is the heat capacity. First, the exact solution of (1) was derived from a thermal Transmission-Matrix network as continuous thermal model). Then, approximate solutions have been derived from lumped RC networks. According to the reduction degree chosen, different numbers of RC cells per layer were considered. Temperature oscillations were simulated with the TM and RC networks. Performance of the different networks was then compared in terms of precision and calculation time.

3.1. Continuous model

Heat diffusion Eq. (1) was solved in the Laplace Transform domain. Temperature and heat flux in the Laplace Transform

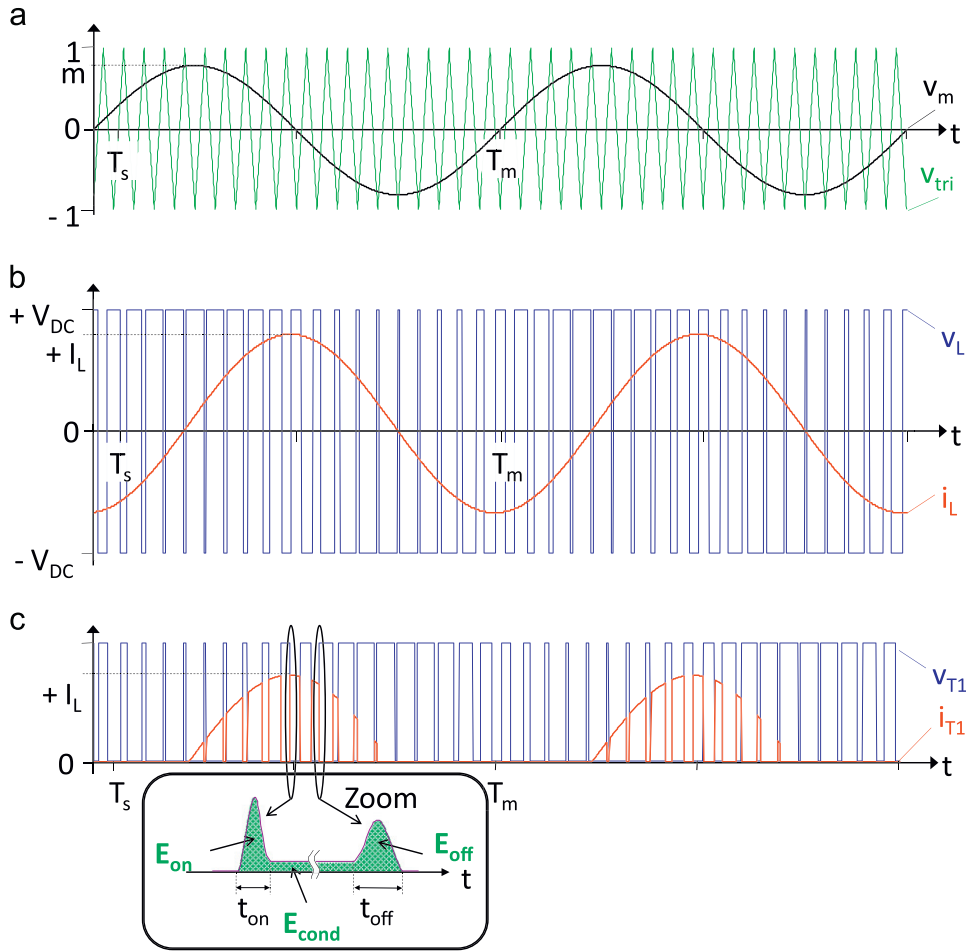


Fig. 3. Current and voltage profiles of an inverter versus time (a) triangular and modulation waveforms referring to the pulse-width modulation, (b) load voltage v_L and load current i_L versus time. i_L is sinusoidal (c) IGBT voltage v_{T1} and IGBT current i_{T1} versus time. Inset— Heat generated by a transistor according to time between switch-on and switch-off. E_{on} : switching-on energy. E_{off} : switching-off energy. E_{cond} : conduction phase energy. t_{on} , t_{off} : switching times.

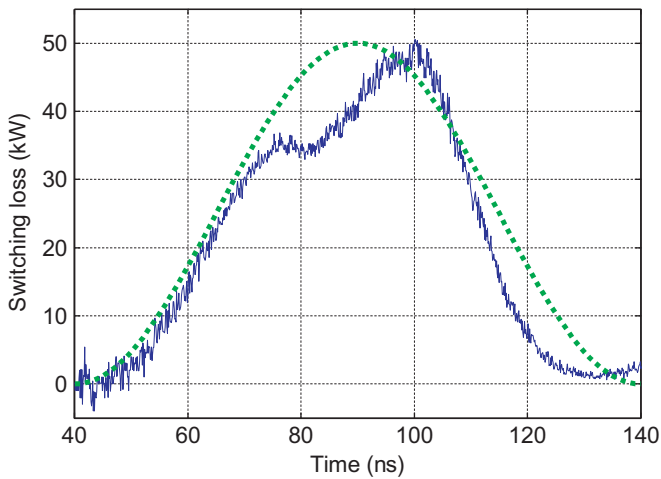


Fig. 4. IGBT Switching loss versus time for 500 V voltage and 100 A load current, (—) as measured at room temperature (····) as fitted with a square sine function with equivalent energy and amplitude. The switching time is of 100 ns.

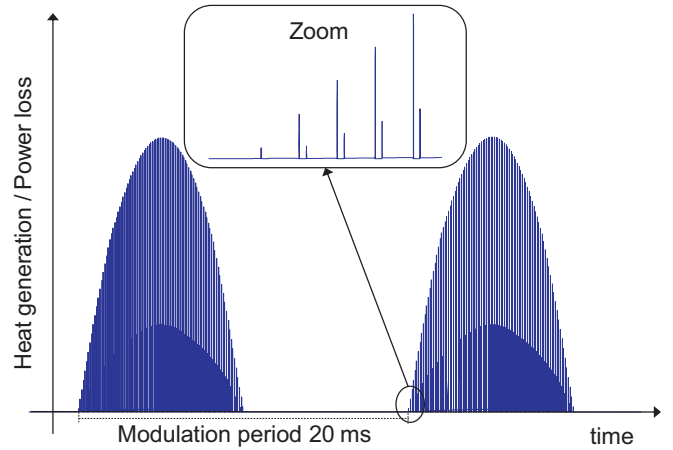


Fig. 5. Heat oscillation of an IGBT, simulated for a sinusoidal load current at 50 Hz frequency. Inset— Switching pulses generated at a frequency of 10 kHz. According to the DC input voltage, the load current, and the junction temperature, switching times can be comprised between 100 ns and 400 ns.

domain at the bottom and top sides of a layer can be written as:

$$\bar{T}_{i+1} = \bar{T}_i \cosh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i}) - \frac{\bar{\phi}_i}{\sqrt{s} \cdot \sqrt{C_i/R_i}} \sinh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i}) \quad (2.1)$$

$$\bar{\phi}_{i+1} = -\bar{T}_i(s) \cdot \sqrt{s} \cdot \sqrt{\frac{C_i}{R_i}} \cdot \sinh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i}) + \bar{\phi}_i(s) \cosh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i}) \quad (2.2)$$

\bar{T}_i , ϕ_i and \bar{T}_{i+1} and $\bar{\phi}_{i+1}$ refer to temperature and heat flux at the top and the bottom of the layer, respectively. s is the Laplace

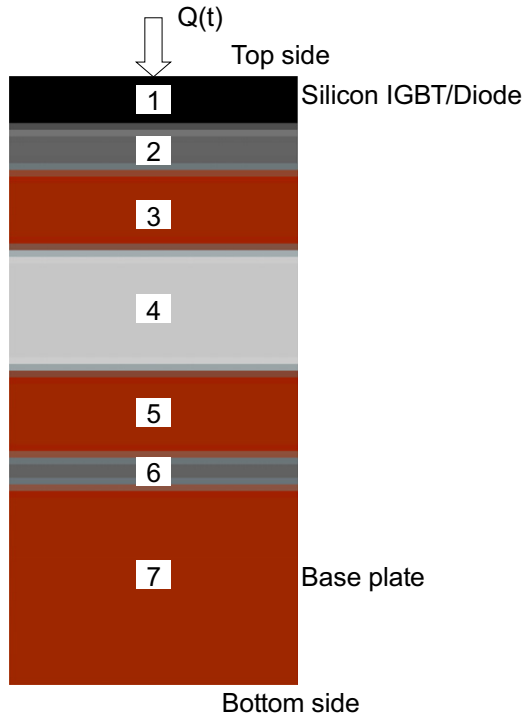


Fig. 6. 1D layered structure. The top side generates a time-dependent heat profile $Q(t)$. The bottom side is kept at constant temperature.

Table 1
Characteristics of layers of the structure of Fig. 6.

Layer	Material	Thickness (μm)	Thermal conductivity ($\text{W m}^{-1} \text{K}^{-1}$)	Heat capacity ($\text{J K}^{-1} \text{m}^{-3}$)
1	Si	100	120	1.6×10^6
2	Sn–Ag	80	10	1.65×10^6
3	Cu	380	380	3.6×10^6
4	Al–Zr	300	300	3×10^6
5	Cu	370	380	3.6×10^6
6	Sn–Ag	230	10	1.65×10^6
7	Cu	2900	380	3.6×10^6

variable, R_i and C_i are the thermal resistance and the capacitance of the layer expressed as: $R_i = L/\lambda S$ and $C_i = c\rho \cdot S \cdot L$, respectively. S is the surface area, and L is the thickness of the layer. Relation (2) can be re-written according to matrix formalism (3):

$$\begin{pmatrix} \bar{T}_{i+1} \\ \bar{\phi}_{i+1} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \cosh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i}) & -\frac{\sinh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i})}{\sqrt{s} \cdot \sqrt{C_i/R_i}} \\ -\sqrt{s} \cdot \sqrt{C_i/R_i} \cdot \sinh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i}) & \cosh(\sqrt{s} \cdot \sqrt{R_i \cdot C_i}) \end{pmatrix}}_{M_i} \cdot \begin{pmatrix} \bar{T}_i \\ \bar{\phi}_i \end{pmatrix} \quad (3)$$

$[M_i]$ is the transmission matrix of the layer. Heat flux and temperature at the bottom side of the layer (i) and at the top side of the layer ($i+1$) are equal. The overall structure is thus represented by a transmission matrix network. The relationship between temperature and heat flux at the top and bottom side of the structure was obtained from the following relation:

$$\begin{pmatrix} \bar{T}_7 \\ \bar{\phi}_7 \end{pmatrix} = [M] \cdot \begin{pmatrix} \bar{T}_1 \\ \bar{\phi}_1 \end{pmatrix} \quad (4)$$

$[M]$ is the resultant matrix given by the product $[M_7] [M_6] \dots [M_1]$. If T and Q denote the junction temperature and the heat

oscillation, respectively, then $\bar{T} = \bar{T}_1$ and $\bar{Q} = \bar{\phi}_1$. Consider the reference temperature as zero ($\bar{T}_7 = 0$), therefore one obtains \bar{T} as a function of \bar{Q} from (4) according to the relation $\bar{T} = s \cdot \bar{Q} \cdot \bar{U}$. U is the thermal impedance of the structure (formally the temperature response for a unit step of heat). Temperature in the real-space domain resulting from the heat oscillations was obtained from the convolution integral defined as (5):

$$T(t) = \int_0^t \frac{dQ}{d\tau} \cdot U(t-\tau) \cdot d\tau \quad (5)$$

t is the time, τ is an integration variable, and Q is a function of τ . A numerical procedure was implemented for determining $T(t)$ while the heat oscillations $Q(t)$ are generated on the surface of layer 1. After decomposing (5) into different time steps, temperature T_i at time t_i can be expressed as (6):

$$T_i = Q_1 \cdot U_i + (Q_2 - Q_1) \cdot U_{i-1} + (Q_3 - Q_2) \cdot U_{i-2} + \dots + (Q_i - Q_{i-1}) \cdot U_1 \quad (6)$$

Q_i is the heat at time t_i , U_i is the impedance at time t_i . $U_1, U_2, U_3, \dots, U_{i-1}, U_i$ are calculated with (4) after real-space return with the Gaver–Stehfest algorithm [9]. As expected, it was demonstrated that the thermal transmission matrix technique solved Eq. (1) with a precision better than 1% over a wide temporal range between 10^{-9} s and 10^3 s.

3.2. RC network

Each layer was divided into n_1 cells for layer 1, up to n_7 cells for layer 7. The cell temperature was obtained at any time after solving the first order Eq. (7) as a state-space function:

$$(\dot{T}) = A(T) + BQ \quad (7)$$

Q is the heat at the present time. (T) is a vector whose components are the temperature of each cell. A and B are matrices ($n \times n$) and ($n \times 1$), n being the total number of cells. Components of A and B include capacitance (C_i)/(n_i) and resistance (R_i)/(n_i) calculated for layers 1 to 7. The RC network for a layer is represented in Fig. 7.

4. Results and discussion

Simulations have been carried-out with various loss profiles and performance of TM and RC networks. A reduction strategy was developed for designing lumped RC networks accounting for temperature oscillations at long (seconds) and short times (nanoseconds). For low frequency oscillations, the suitable number of cells was determined by considering the time constant of each layer with respect to the time constant of the overall structure. Moreover, for high frequency oscillations, the position and the number of cells were established with regards to thermal penetration depths in the structure.

Fig. 8 presents a thermal simulation performed on the structure of Fig. 6 while exposing it to a series of rectangular heat pulses shown in Fig. 8(a). Temperature oscillations calculated with the TM network at the top of the structure are plotted in Fig. 8(b). The pulse width and amplitude are of 400 ns and 30 kW,

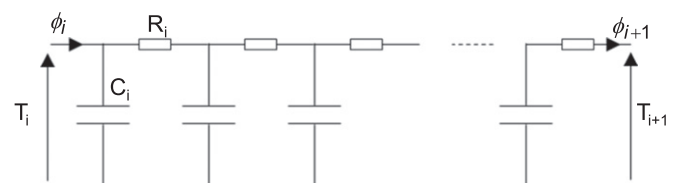


Fig. 7. RC thermal network referring to a layer of the structure of Fig. 6.

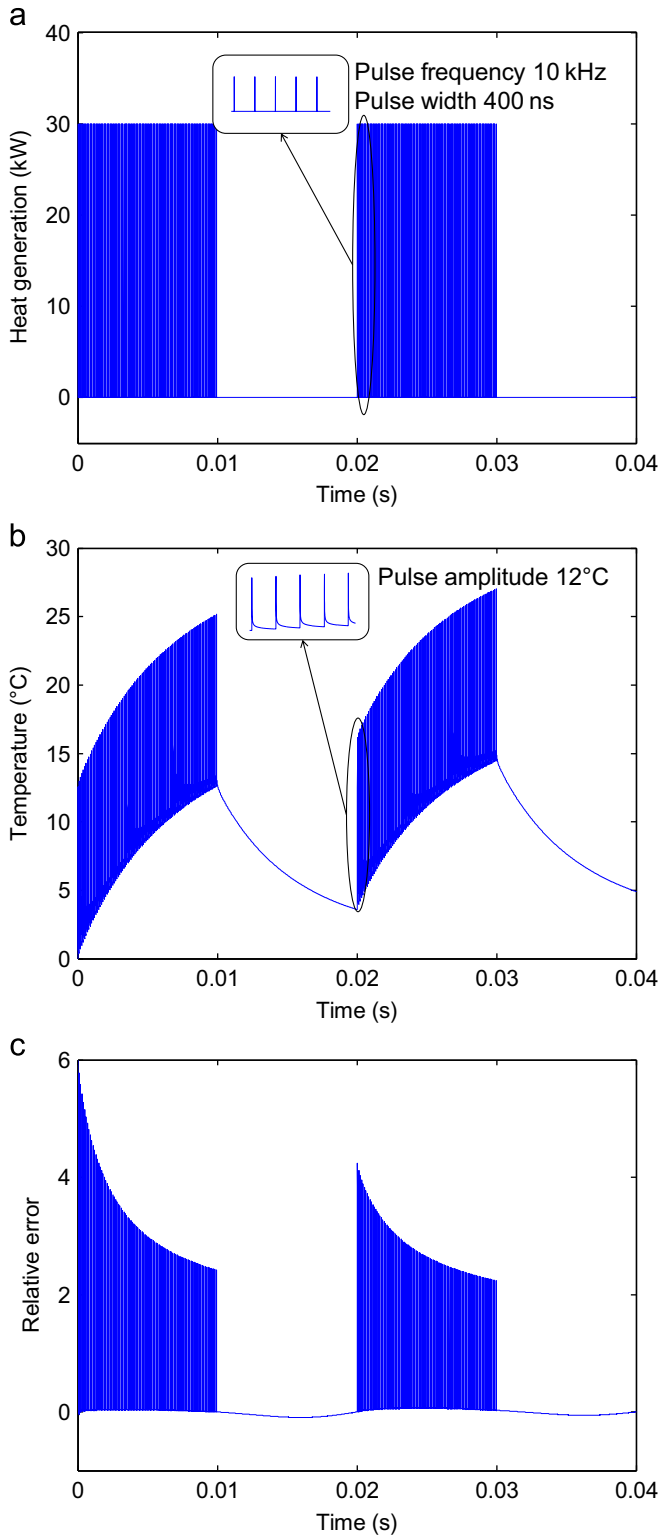


Fig. 8. Thermal simulation performed with the TM and RC networks on the structure of Fig. 6. (a) Heat generated on the top at a modulation frequency of 50 Hz. (b) Time–temperature profile simulated with the TM network for heat oscillations of Fig. 8(a)–(c). Error versus time in % between data furnished by the TM and the RC networks. The RC network consists of 400 cells per layer.

respectively. The pulse frequency is 10 kHz and the frequency of the modulation amplitude is 50 Hz (see Fig. 8(b)). As expected, temperature simulated with 400 cells per layer was found in very good agreement with the TM network. The relative error between TM and RC data is plotted in Fig. 8(c). The error, found to 5% for

the first pulse, decreases down to 1% after 1 s time. Calculation time-steps should be sufficiently small with regards to the pulse duration as to prevent convergence problems with lumped networks. In the simulation of Fig. 8, the time-step was of 10^{-8} s. The simulation time of the RC network with 400 cells per layer was 100 times lower than the transmission matrix network. This was

Table 2

Thermal resistance, thermal capacitance and time constant of the structure of Fig. 6.

Layer	Material	Thermal resistance (K W ⁻¹)	Thermal capacitance (J K ⁻¹)	Time constant (s)
1	Si	0.007	0.02	0.0001
2	Sn–Ag	0.066	0.016	0.001
3	Cu	0.008	0.166	0.001
4	Al–Zr	0.008	0.11	0.001
5	Cu	0.007	0.14	0.001
6	Sn–Ag	0.19	0.046	0.009
7	Cu	0.063	1.263	0.08

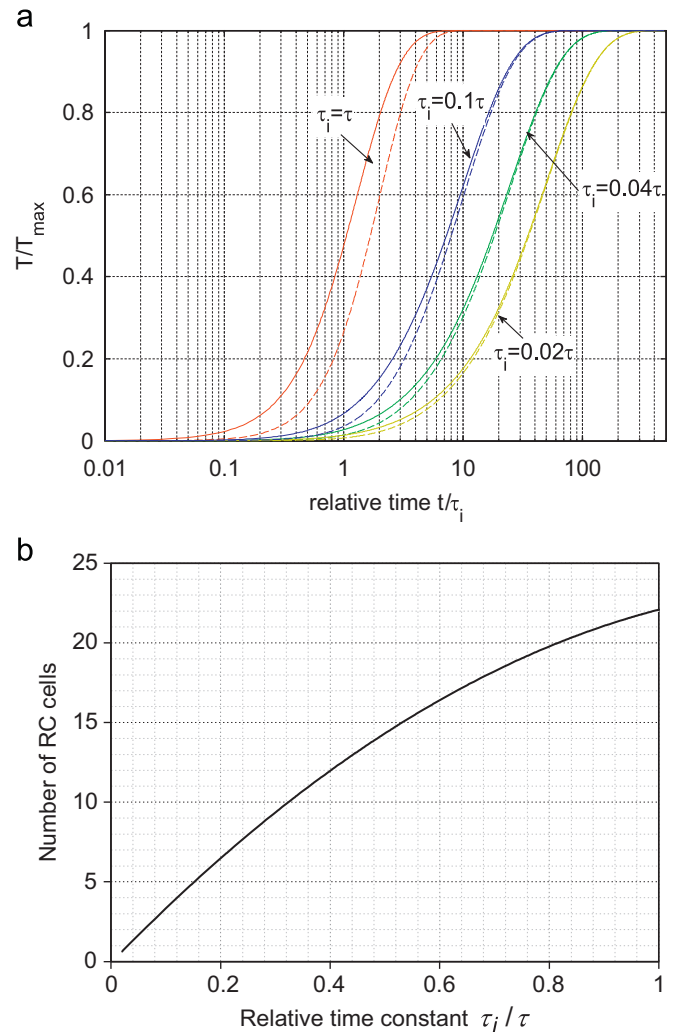


Fig. 9. Reduction of the number of RC cells for a given layer. τ_i is the time constant of the layer given by relation (9) τ is the time constant of the layered structure given by formula (10). (a) Relative temperature versus relative time t/τ_i for different ratio τ_i/τ when the top of the layer is exposed to different heat rates given by $(1 - e^{-t/\tau})$ (—) as calculated with the TM network (·····) as calculated with a single RC cell. (b) Number of RC cells as a function of τ_i/τ for 2% as relative error at a time corresponding to $T/T_{max}=0.5$.

due to the real space return algorithm which consumes computational time.

As discussed in Section 2, heat generated by transistors and diodes of IGBT modules of inverters oscillates at two frequencies, one in the range 0.1–50 Hz corresponding to the load current modulation, and the other in the range 1–20 kHz corresponding to the switching frequency. The optimal number of RC cells was selected for each frequency range and corresponding lumped thermal networks were examined.

At low frequency, the RC thermal network was reduced by considering the thermal time constant of each layer, $\tau_i = R_i \cdot C_i$, with the time constant τ of the overall structure. The model reduction is based on the fact that the lower the ratio τ_i/τ , the less the number of needed RC cells. Thermal resistance, capacitance, and time constants of the layers of Fig. 6 are reported in Table 2. Simulation revealed that $\tau = 0.3$ s. Fig. 9 compares the time-dependent temperature of a single layer calculated with different lumped RC thermal networks under different heating rates. In Fig. 9, it is considered that heat at the top of the layer varies with a rate defined by the formula $(1 - e^{-t/\tau})$, as temperature at the bottom is kept constant. The relative temperature response versus time t/τ_i is plotted in Fig. 9(a) for different thermal time-constant ratios τ_i/τ comprised between 0.02 and 1. Temperature calculated with the continuous model and the discrete model

with one RC cell, is plotted in continuous and dashed line, respectively. It is observed that the smaller τ_i is against τ , the more precise the single-cell network is. In addition, Fig. 9(b) plots the number of cells against τ_i/τ achieving 2% error while the relative temperature reaches 0.5. As expected, it is evidenced that a layer could be well described with a single RC cell as time constant τ_i is roughly 50 times lower than τ .

The relevance of the model reduction relative to the low frequency component (modulation frequency) is demonstrated in Fig. 10. Fig. 10(b) shows the temperature response at the top of the structure of Fig. 6 resulting from the heat profile plotted in Fig. 10(a). The heat profile consists of pulses of 0.05 s width and 120 W amplitudes, generated with a repetition rate of 10 Hz. In Fig. 10(b), temperature simulated with the TM network is in a continuous line (exact solution). As expected, it is observed that temperature simulated with one RC cell per layer, plotted in dashed line in Fig. 10(b), remains in good agreement with the exact solution. Error does not exceed 7% (see Fig. 10(c)). This result is consistent with Table 2 and Fig. 9(b). Indeed, all thermal time-constants τ_i were much lower than the time constant of the overall structure ($\tau = 0.3$ s). For similar reasons, it was confirmed that such a RC network could operate with a modulation frequency between 0.1 Hz and 50 Hz.

The model reduction approach was different for the high frequency component because temperature oscillations are confined within extremely small depths of transistors and diodes. This

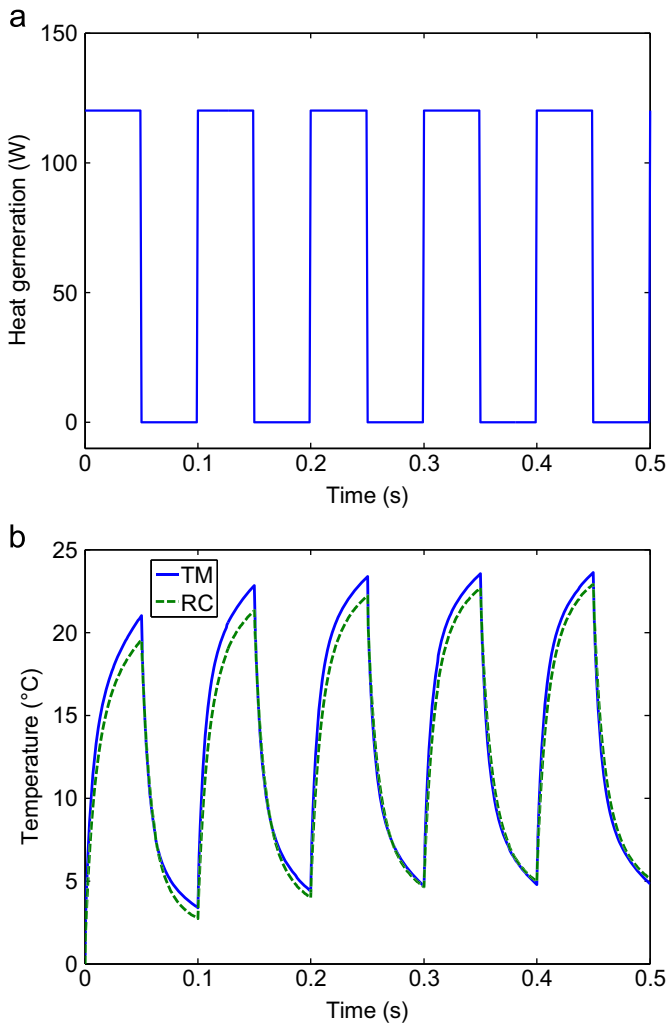


Fig. 10. Thermal simulation of the layered structure of Fig. 6 at 10 Hz modulation frequency. (a) Heat versus time generated at the top side. Amplitude is 120 W. (b) Temperature at the top versus time (—) calculated with the TM network (.....) calculated with a single RC cell per layer.

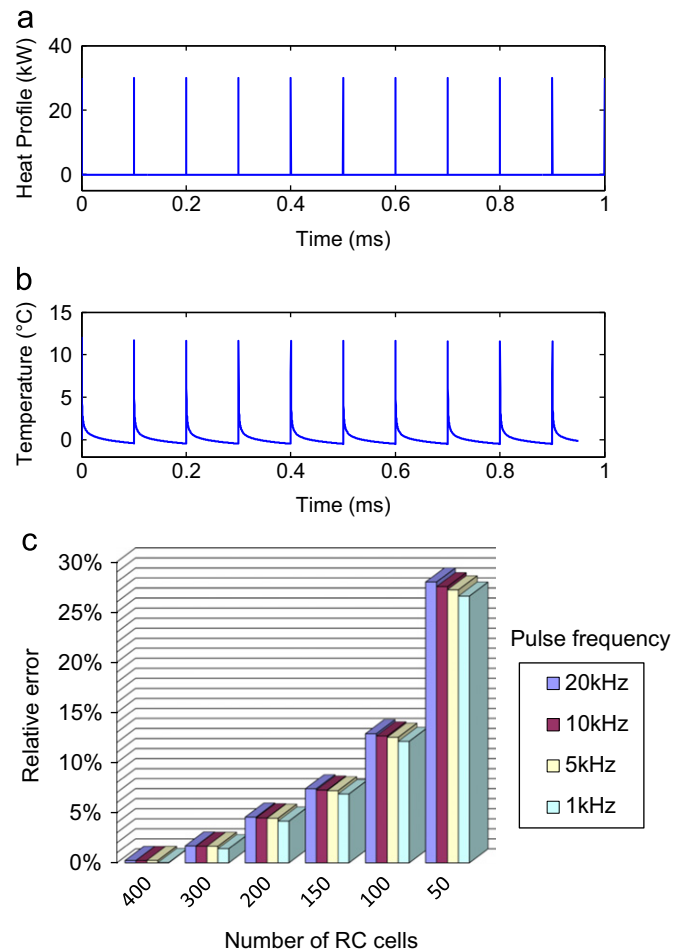


Fig. 11. Thermal simulations performed on the layered structure of Fig. 6 at 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz, 20 kHz pulse frequency with different lumped thermal networks. (a) Heat at the top versus time. Amplitude is 30 kW. (b) Temperature at the top calculated versus time with the TM network. (c) Error in % between temperature furnished by TM and lumped RC networks as a function of the number of RC cells. Error is given with regards to the temperature peak.

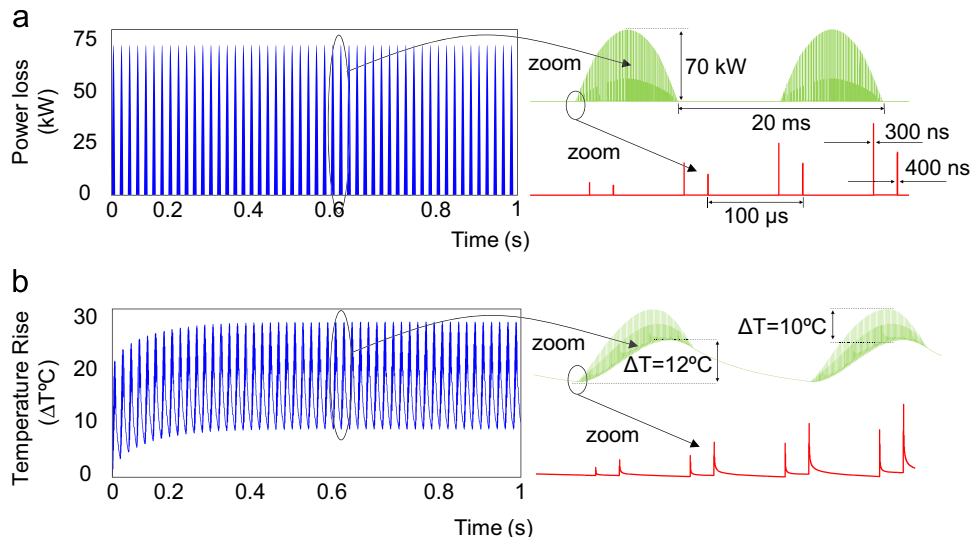


Fig. 12. Simulation performed on the layered structure of Fig. 6 with a lumped RC thermal network consisting of 100 cells for layer 1 and a single cell for layers comprised between 2 and 7. (a) Heat oscillation at the IGBT junction. (b) Temperature oscillation of the transistor junction.

issue is examined in Fig. 11. Temperature change at the top of the structure of Fig. 6 resulting from the heat profile of Fig. 11(a) is plotted versus time in Fig. 11(b). The heat profile consists of rectangular pulses of 400 ns width and 30 kW amplitude generated at 10 kHz frequency. Temperature of Fig. 11(a), calculated with the TM network, has been compared with different numbers of RC cells in the silicon transistor (layer 1). Fig. 11(c) shows the error on the maximum temperature as a function of the number of cells. It is shown that 100 cells are needed to give a correct time-dependent temperature profile. This can be interpreted by the fact that the switching time (400 ns duration) was much smaller than the time constant of the silicon (100 μ s against 400 ns, see Table 2). Temperature oscillations were consequently restricted to a limited depth of the silicon and the number of RC cells should be sufficiently high. The thermal penetration depth, estimated from the formula $4 \times (\lambda t_{\text{pulse}}/c\rho)^{1/2}$ (see for example [10]), was found to be about 20 μ m. Similarly, it was demonstrated that such a RC network was suitable for nanosecond heat pulses generated with a repetition rate in the range 1–20 kHz. Finally thermal simulations have been performed by generating realistic heat oscillations corresponding to those of IGBT-modules of inverters. Results obtained with the optimal reduced-network (100 RC cells for layer 1, 1 RC cell per layer for layers 2 to 7) are presented in Fig. 12. Heat oscillations were emulated according to the numerical process described in Section 2 for an operation-time of 1 s. Heat and temperature oscillations are plotted in Figs. 12(a) and (b), respectively. Performance of the optimal reduced-model has been demonstrated. As expected, discrepancy between the reduced-network and a much denser, with 400 RC cells per layer, did not exceed 1%. Simulation took only 20 min with the reduced model and more than 48 h with the detailed model.

5. Conclusion

A model reduction approach for constructing lumped RC thermal networks of IGBT-modules of inverters has been presented. Electro-thermal simulations revealed that heat and subsequent temperature increases vary with time on different scales ranging from nanosecond to second. It was observed that the time-dependent heat and temperature profiles of transistors and diodes of IGBT-modules of inverters oscillate according two frequencies, one in the range 0.1 Hz–50 Hz corresponding to the load current modulation, and

the other in the range 1 kHz–20 kHz corresponding to the switching frequency. A thermal model reduction approach was then established for designing lumped RC thermal networks achieving good precision and low computational time. The reduction approach consisted of decomposing the module into different elements, each being described with a number of RC cells selected according to the time-constant of the element with regard to ones of the module. Performance of different lumped RC thermal networks has been investigated for the different components of heat oscillations. They were found in good agreement with the continuous model by offering considerably lower computational times on the different time scales involved. The reduction approach has been discussed for one-dimensional heat flow through the cross-plane direction of the module. The present approach can be applied to the different directions of heat flow of the module to design lumped three-dimensional thermal networks of IGBT-modules of inverters.

References

- [1] A. Lakhsasi and Y. Hamri, Transient thermal analysis of fast switching devices by partially coupled FEM method, in IEEE CCECE, Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, pp. 1098–1103, 2006.
- [2] P.M. Fabis, D. Shum, and H. Windischmann, Thermal modeling of diamond-based power electronics packaging, in 15th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium 1999.
- [3] B. Du, J.L. Hudgins, E. Santi, A.T. Bryant, P.R. Palmer, H.A. Mantooth, Transient electro-thermal simulation of power semiconductor devices, IEEE Trans. Power Electron. 25 (1) (Jan. 2010) 237–248.
- [4] S. M'rad, B. Allard, X. Jordà, and M. Vellvehi, An experimentally verified compact transient electro-thermal modeling procedure for power modules, in IEEE EPE, European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1–8, 2007.
- [5] Q. Chen, X. Yang, W. Zhaoan, L. ZHANG, and M. ZHENG, Thermal design considerations for integrated power electronics modules based on temperature distribution cases study, in IEEE PESC, Power Electronics Specialists Conference, pp. 1029–1035, 2007.
- [6] M.N. Sabry, W. Fikry, Kh. Abdel Sabram, M.M Awad, A.E Nasser, A lumped transient thermal model for self-heating in MOSFETs, Microelectron. J. 32 (2001) 847–853.
- [7] Lorenzo Codecasa, Dario D Amore, Paolo Maffezzoni, Thermal networks for electrothermal analysis of power devices, Microelectron. J. 32 (2001) 817–822.
- [8] Y.C. Gerstenmaier, W. Kiffe, G. Wachutka, Combination of thermal subsystems by use of rapid circuit transformation and extended two-ports theory, Microelectron. J. 40 (2009) 26–34.
- [9] H. Gaver Stehfest, Algorithm 368: numerical inversion of Laplace transform, Commun. ACM 13 (1) (1970) 47–49.
- [10] H.S. Carslaw, J.C. Jaeger, Conduction of Heat in Solids, 2nd ed, Oxford University Press, London, 1986.

A PLC-Based Method for Data Transmission Over a Pulsewidth-Modulated Network

Marc Anthony Mannah, Christophe Batard, Nicolas Ginot, and Mohamed Machmoum

Abstract—The use of power networks as a communication medium is currently under development. Power line communication (PLC) is a recent technology that allows interconnecting high-speed multimedia equipment while using the conventional domestic electric network. This paper deals with the use of this technology over pulsewidth-modulation (PWM) networks in motor-drive applications. The originality stands on the frontier of two distinct domains—communication and energy. First, the performance of the PLC technology conceived for domestic applications is evaluated when used over a PWM network. Operating limits and main difficulties encountered are underlined. Based on the requirements of the PWM network, new PLC modems are developed and tested. Experimental results presented in this paper show the capacity of these modems to overcome the hostile environment due to the inverter and to guarantee reliable communication over the PWM network.

Index Terms—Data transmission, energy, power-line communication, pulsewidth modulation (PWM).

I. INTRODUCTION

POWER networks can be classified into three broad categories: dc current supply used in industrial applications such as automotive; sinusoidal supply used for electrical distribution networks or domestic applications; and pulsewidth-modulated (PWM) networks used in the vast majority of applications involving converters and actuators. Power-line communication (PLC) technology is widely used over sinusoidal and continuous electrical networks and data rates up to several hundred megabits per second are guaranteed [1]–[3]. Those PLC modems cannot operate on PWM networks who present, by nature, a broad spectral occupancy. Thus, this paper proposes an overview of the PLC technology and its operating limits over a PWM network. Based on a detailed study of the inverter spectrum, new PLC modems dedicated for the PWM network are developed. The capacity of these modems in terms of transmission reliability and data rate is evaluated. This technology avoids using any additional cables between the actuator and the converter which can be advantageous in terms of price and overall

Manuscript received July, 21, 2010; revised January 24, 2011; accepted June 03, 2011. Date of publication July 26, 2011; date of current version October 07, 2011. Paper no. TPWRD-00549-2010.

M. A. Mannah, C. Batard, and N. Ginot are with the IREENA Laboratory, Nantes 44306, France (e-mail: marc-anthony.mannah@univ-nantes.fr; christophe.batard@univ-nantes.fr; nicolas.ginot@univ-nantes.fr).

M. Machmoum is with the IREENA Laboratory, Saint Nazaire 44602, France (e-mail: mohamed.machmoum@univ-nantes.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TPWRD.2011.2159742

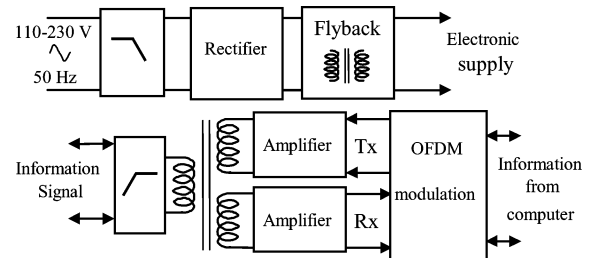


Fig. 1. Synopsis of the sinusoidal PLC modem.

dimension. It can be used for diagnosis, control, and management of the human–machine interface [4], [5] and [6].

II. APPLICABILITY OF THE PLC TECHNOLOGY OVER A PWM NETWORK

In order to understand how the PLC technology operates, a PLC Home Plug adapter is used in our experimentation [7]. This adapter is an American standard conceived for domestic applications with a transfer rate of 85 Mb/s. It transmits data using orthogonal frequency-division multiplex (OFDM) modulation based on quadrature-shift keying (QPSK) baseband modulation [8], [9]. The modulated signal has a magnitude approximately equal to 10 V all over the frequency band (4 MHz–22 MHz) [7], [10]. However, the PLC modem is modified in a way to separate the power supply from the information signal. The modem synopsis is presented in Fig. 1. Note that the modem is supplied by a sinusoidal electrical network. An ac–dc converter (flyback topology) with a high-frequency filter permits ensuring a dc voltage for electronic components. Data are modulated into an OFDM signal. The latter is amplified, adjusted, and then filtered before transmission through the channel. This modem is tested for communication purposes in an inverter motor association as presented in Fig. 2. This association is composed of an inverter, an induction machine, and a synchronous generator. The inverter is controlled by PWM modulation. The switching frequency is set to 2 kHz. The inverter dc bus voltage is ensured by a three-phase bridge rectifier and a smoothing capacitor. A 50-m-length three-phase cable connects the inverter to a 2.2-kW induction machine coupled to a synchronous generator.

PLC modems are connected at both sides of the cable. The communication is tested using domestic PLC modems in mean to identify their operating limits.

III. TRANSMISSION TESTS USING SINUSOIDAL PLC MODEMS

Several measurements were made in order to underline the ability to communicate over the PWM electrical network and consequently to identify eventual operating limits. The effect

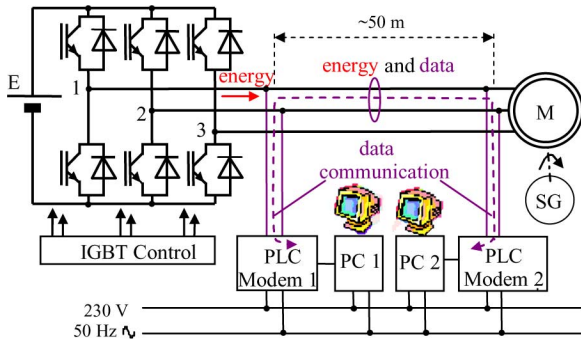


Fig. 2. Synopsis of the experimental setup.

TABLE I
DATA-RATE FUNCTION OF THE INPUT DC VOLTAGE

E (V)	0	25	50	75	100	200	325
Data Rate (Mbits/s)	85	29	15	8	Communication interrupted		

of the dc bus voltage and the inverter switching frequency are analyzed. It was shown in [10] that the communication is interrupted for a switching frequency equal or greater than 10 kHz. Similarly, the influence of the continuous dc bus voltage has been widely studied in [11]. Table I presents the data-rate level obtained for various dc bus voltage values. We note that above 100 V, communication is interrupted. The voltage disturbances due to the PWM inverter do not allow reliable information transfer. This can be attributed to the noisy environment in the PLC frequency band.

In order to eliminate the noise due to the inverter environment, a first solution is proposed. The PWM network is transformed into a sinusoidal one by inserting a passive low-pass filter on the output of the inverter as is shown in Fig. 3[12], [13]. This filter limits the output voltage slope of the inverter and, consequently, the inverter's effect on the coupler's output is reduced. The cutoff frequency of the used LC filter was set to 4 kHz [10]. The Bode diagram of the filter is presented in Fig. 3. A second-order low-pass filter behavior is observed up to 70 kHz. Above that frequency, the noise level does not ensure guaranteed measurements and results. As of 1 MHz, the presence of a spectral rise is noticed. In fact, due to the self-resonance frequency of inductors and capacitors, the filter becomes inefficient above a few hundreds of kilohertz.

Table II shows the improvement due to the use of the PWM filter. Note that the communication becomes possible for a dc bus voltage greater than 100 V. This solution brings a significant benefit by ensuring communication through the power cable without using any additional signaling cable. However, it is not convenient for industrials. In fact, those filters are huge and their use makes the torque's control a more delicate issue. Moreover, the problem is not totally solved as we note a decrease in the throughput for high values of the inverter dc voltage.

Although this solution is not effective, it proves clearly that communication is improved once the noise level due to the inverter is filtered and reduced. Therefore, a spectral study of the PWM signal is necessary in mean to define the real causes of the

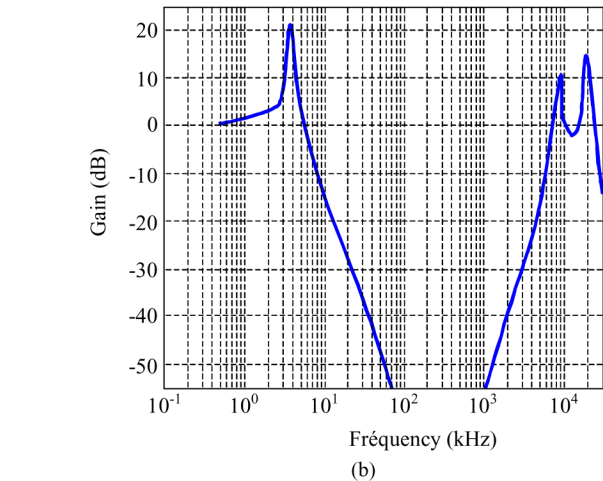
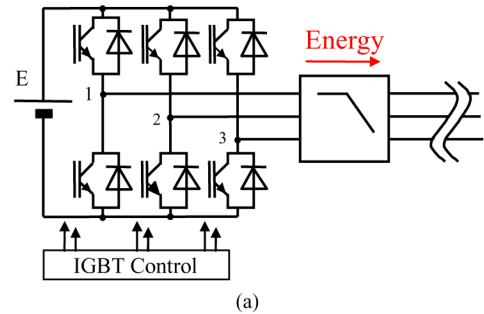


Fig. 3. Experimental setup with an LC filter. (a) Experimental setup. (b) Bode diagram of the LC filter.

TABLE II
DATA-RATE FUNCTION OF THE INPUT DC VOLTAGE

E(V)	0	25	50	75	100	200	325
Data Rate (Mbits/s)	85	52	42	37	32	32	32

nonfunctioning domestic PLC modems. Such a study permits defining the characteristics of a PLC modem that is capable of achieving transmission over the PWM network without adding any passive filtering elements.

IV. LIMITATIONS OF THE SINUSOIDAL PLC MODEM

A. Spectral Study of the PWM Signal

Due to the switching of semiconductors in the inverter, the spectrum level of the output voltage signal is increased [14]. This signal is considered as noise for the communication signal of the PLC modems. Therefore, the analysis of its spectrum is essential. Both rise and fall times of the PWM signal are considered constant and set to 55 ns and 250 ns, respectively. The modulation rate of the PWM signal is maintained constant and equal to 0.8. Taking into account these hypotheses, the theoretical phase-to-phase voltage spectrum is calculated and illustrated in Fig. 4. This spectrum is given for a dc voltage equal to 325 V.

Note that the PLC frequency band extends theoretically between 1.6 and 30 MHz; thus, it is important to consider the spectral rise of the inverter in this band. On the other side, the PWM

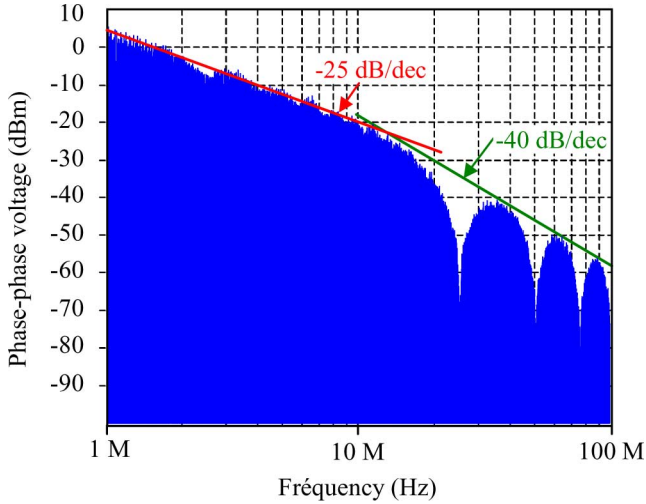


Fig. 4. PWM signal spectrum.

inverter output is purely deterministic. A relation exists between the phases of each line of the spectrum; thus, this signal cannot be assimilated to white noise. Hence, besides the amplitude of the power signal, the temporal form should be considered in the PLC frequency band.

B. Study of Sinusoidal PLC Modem Behavior

It has been demonstrated that PLC modems conceived for sinusoidal networks communicate over the PWM network only under very restrictive conditions [10], [11]. It seems logical to refer this to the switching of semiconductors and to the nature of the PWM signal [14], [15].

In order to confirm this hypothesis, a coupling interface was developed based on the same operating principles as those of the sinusoidal Homeplug PLC modems.

It is made by a second-order high-pass filter with a cutoff frequency equal to 1 MHz. The coupling interface and its transfer characteristics are presented in Fig. 5. We clearly note that the cutoff frequency is equal to 1 MHz and the frequency band extends until approximately 30 MHz.

Let us consider now the response of the sinusoidal coupler under the effect of a PWM signal. Therefore, a detailed theoretical study is carried out.

In the first approximation, the input PWM signal is represented by a trapezoidal form, and the coupling interface is modelled by an equivalent R-L-C circuit as presented in Fig. 6. The analytic expression of the input PWM signal is given

$$\begin{aligned}
 v_{LL}(t) = & \left(\frac{E}{t_r}\right) \cdot t \cdot u(t) - \left(\frac{E}{t_r}\right) \cdot (t - t_r) \cdot u(t - t_r) \\
 & - \left(\frac{E}{t_f}\right) \cdot (t - a \cdot T_s + t_f) \cdot u(t - a \cdot T_s + t_f) \\
 & + \left(\frac{E}{t_f}\right) \cdot (t - a \cdot T_s) \cdot u(t - a \cdot T_s).
 \end{aligned} \tag{1}$$

E represents the dc bus voltage on the inverter’s input whereas T_s corresponds to the switching period and $u(t)$ is the Heaviside step function. The duty cycle, the rise time and the fall time are, respectively, represented by “ a ,” “ t_r ,” and “ t_f .”

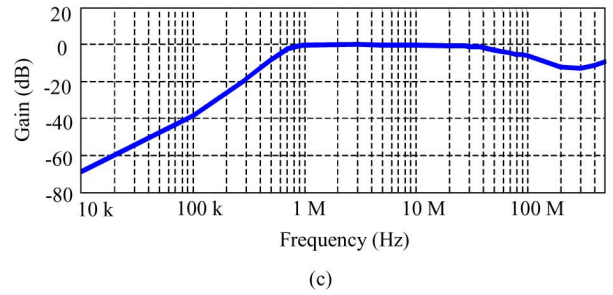
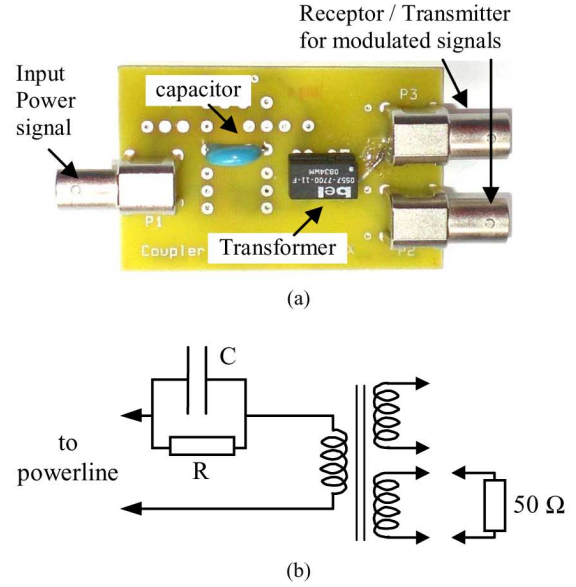


Fig. 5. Coupling interface. (a) Experimental printed-board assembly. (b) Synopsis. (c) Bode diagram.

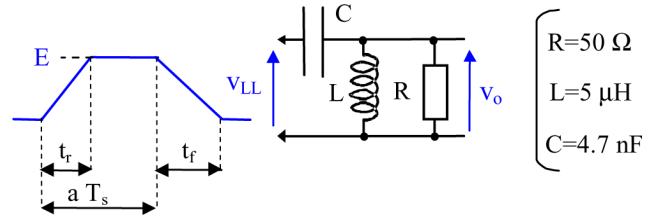


Fig. 6. PWM equivalent signal and the coupling interface electrical model.

The transfer function of the coupling interface, modelled by the R-L-C circuit, is given by (2). The parameter “ p ” represents the Laplace’s operator

$$H(p) = \frac{V_o(p)}{V_{LL}(p)} = \frac{p^2}{p^2 + \left(\frac{1}{R \cdot C}\right) \cdot p + \left(\frac{1}{L \cdot C}\right)}. \tag{2}$$

Using the inverse transformation of Laplace, the temporal signal $v_o(t)$ on the output of the coupling interface can be determined. This signal is given by (3), shown at the bottom of the next page, where ω_c , ζ , and α represent, respectively, the angular frequency, the damping coefficient, and the attenuation factor

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}, \quad \xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad \alpha = \frac{1}{2R \cdot C}. \tag{4}$$

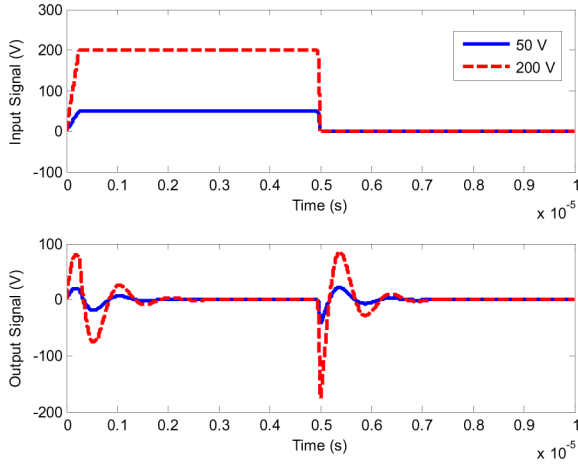


Fig. 7. Waveforms on the input and output of the coupling interface.

Equation (3), shown at the bottom of the page, is used to draw the input and output variations of the coupling interface for a given configuration of these parameters. The period of the input signal is chosen to be equal to $10 \mu\text{s}$, the duty cycle is equal to 0.5, and the rise and fall times equal, respectively, 300 and 500 ns.

Fig. 7 shows the output signal of the coupling interface “ $v_o(t)$ ” for both amplitudes $E = 50 \text{ V}$ and $E = 200 \text{ V}$. Note that the coupling interface does not totally eliminate the power signal applied to its input. We notice peak voltages with high magnitude as an outcome corresponding to each pulse of the PWM signal. Those pulses are generated at each semiconductor’s switching. Their magnitude is proportional to the input dc bus voltage’s magnitude and inversely proportional to the rise- and fall-time values.

We conclude that if the dc bus voltage increases, communication over the channel is disturbed. On the other side, the magnitude of the peak voltages increases if the commutation time decreases.

Unfortunately, in high-power applications, converters are fed by a dc supply of several hundred volts. We can identify dc bus voltage levels of 325 and 565 V used for consumer and industrial applications. Higher amplitudes (750 V, 1.5 kV, and 3 kV) are used for most railway applications. Also, the realized progress

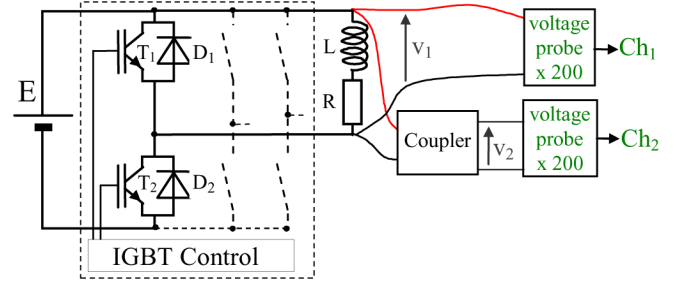


Fig. 8. Experimental setup.

in the technology of semiconductors and the drivers makes it possible to have shorter switching times.

Consequently, the integrated coupling interface in the domestic PLC modems does not adapt to PWM voltages.

C. Experimental Validation

In order to validate the theoretical study, experimental measurements were made. The experimental setup is shown in Fig. 8. One inverter leg is used in a chopper configuration. An inductor in series with a resistor is used as a terminal load. The measurements were made for different load values. The experimental results are presented in Fig. 9 and confronted with simulations realized under the same conditions.

Those results were obtained for the following conditions: $E = 100 \text{ V}$ $L = 114 \text{ mH}$ $R = 12 \Omega$ $r = \hat{V}_m/\hat{V}_s = 0.8$ $f_s = 10 \text{ kHz}$.

Fig. 9(a) shows experimental measurements and simulation results when the transistor T_2 is switched on. Fig. 9(b) shows the equivalent results when the transistor T_2 is switched off.

The first trace of each figure presents the input voltage of the coupling interface and the second trace shows its output voltage. Note that output peak voltages of the coupling interface depend on the amplitude of the input signal and the switching time. Experimental and theoretical results are coherent.

These tests explain the cause of nonfunctioning domestic PLC modems on such an electrical network. Taking into account the requirements of this network, we develop a new PLC modem able to achieve communication despite the presence of the power converter.

$$\begin{aligned}
 v_o(t) = & \left(\frac{E}{t_r \cdot \omega_c \cdot \sqrt{1 - \xi^2}} \right) \\
 & * \left[\begin{array}{l} e^{-\alpha \cdot t} \cdot \sin(\omega_c \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \cdot t) \\ -e^{-\alpha \cdot (t - t_r)} \cdot \sin(\omega_c \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \cdot (t - t_r)) \cdot u(t - t_r) \end{array} \right] \\
 & - \left(\frac{E}{t_f \cdot \omega_c \cdot \sqrt{1 - \xi^2}} \right) \\
 & * \left[\begin{array}{l} e^{-\alpha \cdot (t - a \cdot T_s + t_f)} \cdot \sin(\omega_c \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \cdot (t - a \cdot T_s + t_f)) \cdot u(t - a \cdot T_s + t_f) \\ -e^{-\alpha \cdot (t - a \cdot T_s)} \cdot \sin(\omega_c \cdot \sqrt{1 - \xi^2} \cdot (t - a \cdot T_s)) \cdot u(t - a \cdot T_s) \end{array} \right]
 \end{aligned} \quad (3)$$

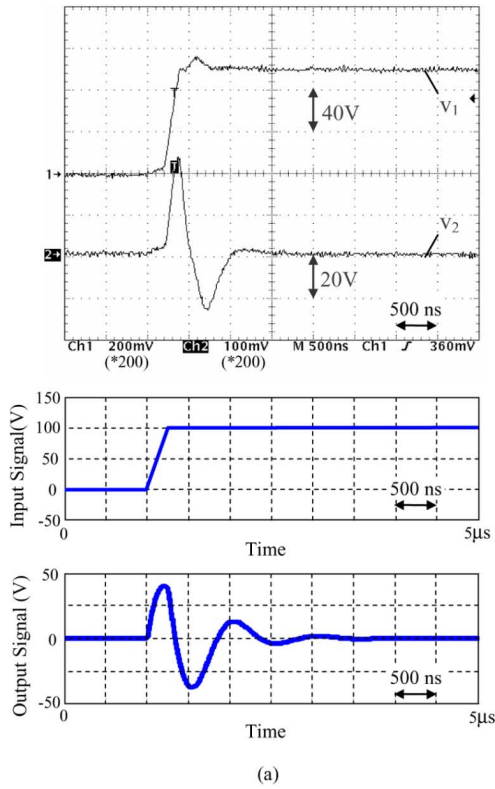


Fig. 9. Step responses of the coupler (experimental and simulation results). (a) Input and output signals when T_2 is switched on. (b) Input and output signals when T_2 is switched off.

V. DEVELOPMENT OF A NEW PLC MODEM DEDICATED FOR THE PWM NETWORK

Fig. 4 shows the phase-to-phase voltage spectrum in the frequency band [1 MHz–100 MHz]. If we consider the spectrum

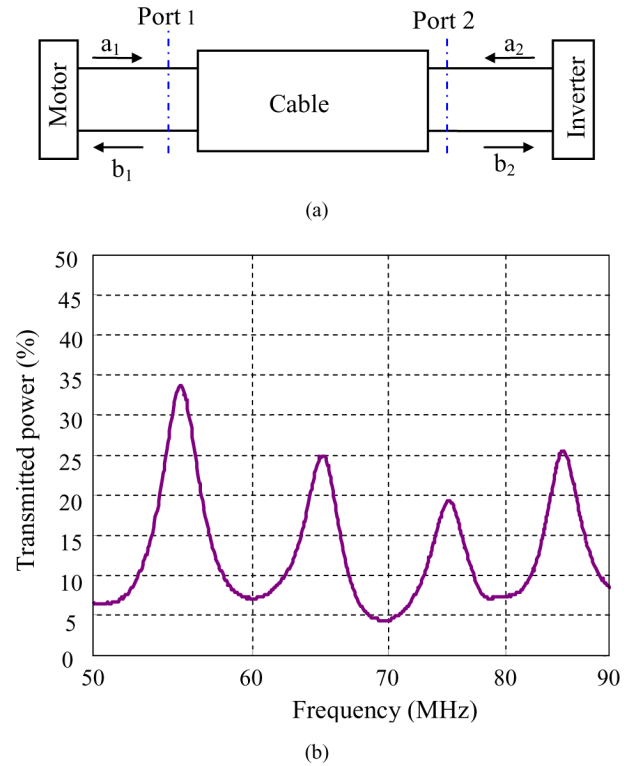


Fig. 10. Transmitted power in the power cable. (a) Measurement ports. (b) Transmitted power.

envelope, we can easily distinguish two particular zones: a first zone below 10 MHz where the envelope decreases with a slope of approximately -25 dB/dec and a second zone above 10 MHz where the envelope decreases with a slope of -40 dB/dec. In order to limit the noise level due to the inverter’s output phase-to-phase voltage, the data have to be transmitted in the second zone.

The power cables are used as a communication medium. Research works done on the modelling of these cables are presented in [14] and [15]. It appears that the channel composed by the power converter, the cable, and the machine behave as a mismatched transmission line. It causes the appearance of minimum transmitted power. Thus, considering the type of cable used and its length, it may be interesting to change the carrier frequency in order to avoid minimum transmitted power.

The power cable, the inverter, and the motor have been characterized by experimental measurements. The power cable can be seen as a quadropole where the inverter and the motor represent loads at both ports. Fig. 10(a) shows the entire system and identifies the measuring ports. Fig. 10(b) presents the transmitted power, which is deduced from the scattering parameters. The term “transmitted power” is a ratio between the power at port 2 and the power at port 1.

Fig. 10 confirms that a significant part of the signal carrying the information is dissipated in the cable and reflected. This is due to the nature of the cable which is not designed for data transmission and the mismatching impedance which causes minimum transmission levels at some frequencies.

Fig. 10(b) shows also clearly that the transmitted power is minimal for a signal frequency equal to 70 MHz. If data are

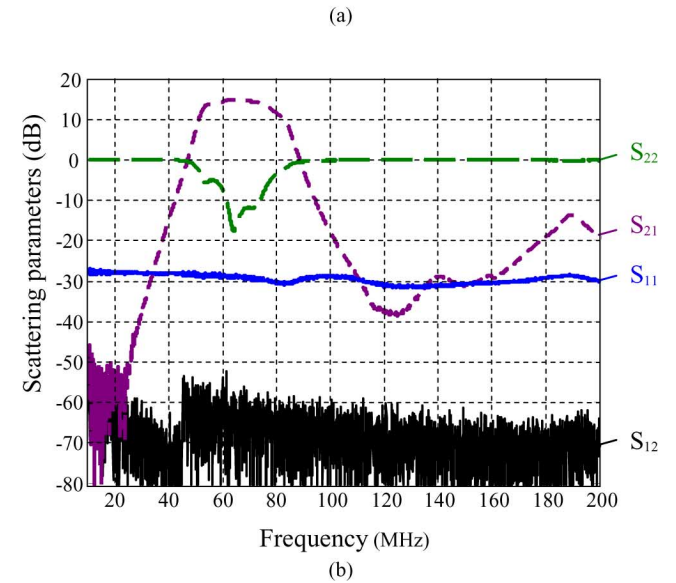
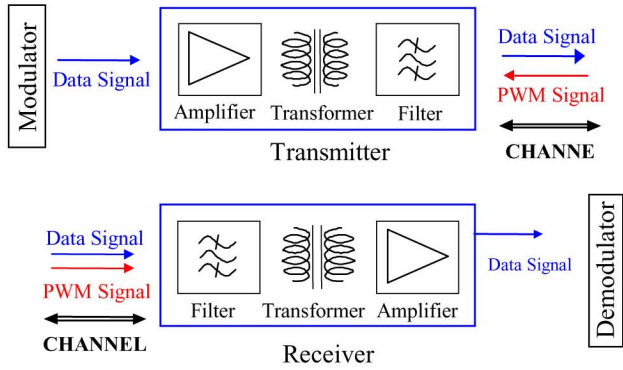


Fig. 11. Coupling interfaces. (a) Synopsis of the coupling interfaces. (b) Scattering parameters of the transmitter.

transmitted successfully with this carrier frequency, we can conclude that this approach is transferable to similar systems with different cable lengths.

In order to couple the information to the power network, a coupling interface is used. This interface limits the frequency bandwidth and, consequently, limits the noise due to the environment. It also provides galvanic insulation between the power electrical network and the information-processing network. The information is coupled to the power through a fifth-order band-pass filter with a central frequency of 70 MHz and a bandwidth of 30 MHz. The filter order is chosen in a way to strongly attenuate the undesirable voltage peaks due to the power converter switching.

The information is coupled to the power network via a coupling transformer adapted to the used frequency band. An amplifier is also added in order to compensate for the losses due to the power cable. The synopsis of the transmitter and the receiver coupling interfaces is presented in Fig. 11(a).

The scattering parameters presented in Fig. 11(b) reflect the behavior of the transmitter. The measurement of the scattering parameters has been performed by a network analyzer (Agilent E8364B).

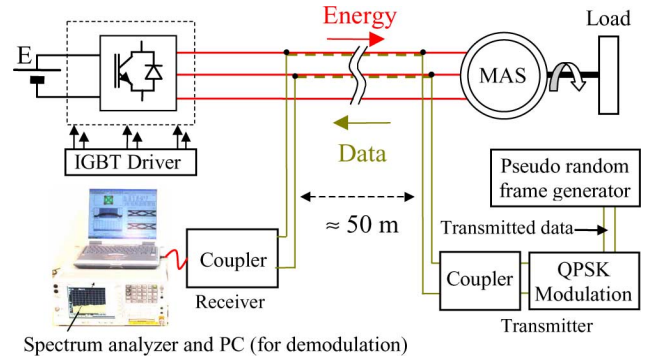


Fig. 12. Experimental setup with new PLC modems.

The parameter S_{21} is the forward transmission coefficient that takes place in the band [55 MHz–85 MHz] and emphasizes the strong attenuation made by the filter outside this band. S_{12} is the reverse gain of the amplifier. In theory, the reverse gain is equal to 0 ($= -\infty$ in decibels). In practice, it is equal to the noise level. There is no amplification from output to input. Parameters S_{11} and S_{22} show the reflection outside the transmission band. Furthermore, the S_{11} and S_{22} values confirm that the reflection is negligible in the band (55–85 MHz).

VI. EXPERIMENTAL VALIDATION OF 1.6-MB/S DATA TRANSMISSION OVER A PWM NETWORK

In this paragraph, the feasibility of communication over a PWM electrical network is emphasized. The test setup is illustrated in Fig. 12. It is comprised of a 2.2-kW induction motor and its load, an inverter Semikron SKiiP 232GD120, a 50-m-long NEXANS H05 VV $-F3 \times 1.5$ flexible cable, two coupling interfaces, a quadrature phase-shift keying (QPSK) modulator, a pseudorandom data generator, and a spectrum analyzer connected to a PC for the demodulation.

QPSK modulation has been chosen. This modulation can be easily implemented and shows good robustness to additive noise. It allows data transmission with a flow rate corresponding to the variable-speed electrical drives requirement. The QPSK consists in modulating the phase carrier. The initial binary data are transformed into two binary streams: in phase (I) and quadrature (Q) phase, with the couple IQ being defined as a symbol. Consequently, data are transmitted in four states that define four combinations of IQ symbols.

To test the relevance of our approach, the carrier frequency of QPSK modulation is set to 70 MHz. This frequency corresponds to minimum transmitted power and, consequently, to the worst case. The good operation of the QPSK modulator is illustrated in Fig. 13 through the QPSK constellation and the occupied bandwidth (OBW). We clearly note the four different streams of IQ symbols $\{(0, 0); (0, 1); (1, 1); (1, 0)\}$ that reflect reliable communication. Power is set to 0 dBm as a reference to the following measurements.

The signal is demodulated by a spectrum analyzer Agilent E4440 connected to a PC equipped with the software Agilent 89600. The latter provides a multitude of measurements, such as the bit-error rate (BER) and displays the normalized QPSK constellation. This normalized constellation consists of showing

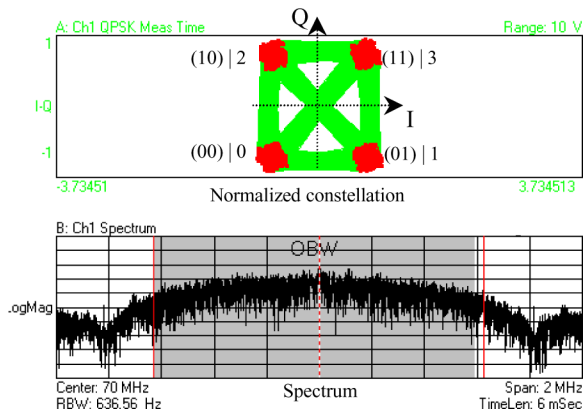


Fig. 13. QPSK constellation and its associated spectrum.

the measured constellation in volts multiplied by a scale factor. The demodulator computes this scale factor in order to fit the constellation on a unit circle.

In order to emphasize the efficiency of the developed modems, tests are made with a dc bus voltage equal to 325 V. The inverter switching frequency is set to 10 kHz. The inverter feeds 2.2 kW to the motor. Note that with domestic PLC modems, the communication was interrupted for a dc bus voltage equal to 100 V (Table I). Data are modulated and transmitted from the machine side back to the power converter side where they are received and demodulated.

A pseudorandom frame consisting of 32768 b is transmitted with a rate of 1.6 Mb/s. The receiving of several frames and the search of a maximum correlation with the transmitted frames allow determining the BER. This latter value is calculated after the reception of 25 frames in 500 ms, equivalent to 819.2 kb sent. Note that during these 500 ms, about 20 000 switchings are performed.

The effect of the transmission power level on the communication is also emphasized. An attenuator introduces different attenuations varying from 20 dB up to 40 dB with increments of 2 dB and allows, consequently, the study of communication reliability for several transmission power levels.

Fig. 14 shows the effect of the transmission power level on the communication reliability for a high dc voltage applied to the power converter ($E = 325$ V). We can clearly see that the transmission power level has a significant influence on the number of erroneous bits. Three zones can be distinguished:

- A first zone between 0 dBm and -20 dBm shows no transmission error. In this zone, the transmission power level allows overcoming the impulsive disturbances due to the power converter.
- A second zone between -22 dBm and -34 dBm shows that transmission is guaranteed with an acceptable BER (less than 1%). For a dc bus voltage equal to 325 V, the number of erroneous bits increases slowly at the beginning of this zone and then abruptly at about -30 dBm.
- A third zone below -36 dBm shows that the transmission level is not high enough to allow reliable transmission. Communication is not considered reliable anymore.

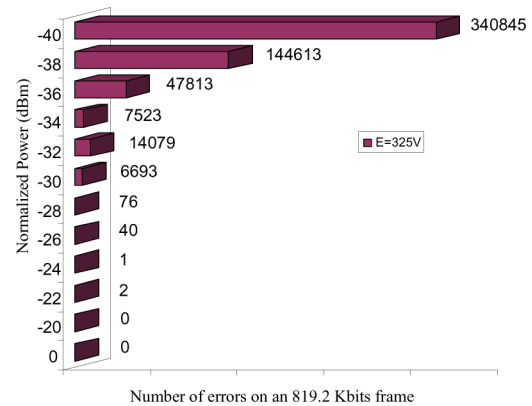


Fig. 14. Number of errors versus the normalized transmission power.

VII. CONCLUSION

In this paper, the efficiency of the PLC technology for data transmission over a PWM network is underlined. First, the feasibility of communication using the domestic PLC modems is studied. These modems seem inefficient, and the communication is interrupted. Causes of their operating limits are revealed, and the influence of the power converter is analyzed. Based on a detailed study, new PLC modems dedicated for PWM networks and taking into account their specific requirements are conceived and developed. Communication is tested and the influence of the inverter dc bus voltage and the transmission power level are analyzed. Experimental results clearly show the feasibility of the communication over a PWM network.

REFERENCES

- [1] L. Yonge, "The home plug powerline alliance and home plug AV overviews," in *Proc. IEEE Int. Symp. Power Line Commun. App.*, Mar. 26–29, 2006, pp. 9–10.
- [2] H. Meng, S. Chen, Y. L. Guan, C. L. Law, P. L. So, E. Gunawan, and T. T. Lie, "Modeling of transfer characteristics for the broadband power line communication channel," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 3, pp. 1057–1064, Jul. 2004.
- [3] A. Majumder and J. Caffrey, "Power line communications: An overview," *IEEE Potentials*, vol. 23, no. 4, pp. 4–13, Oct./Nov. 2004.
- [4] S. Chen, E. Zhong, and T. A. Lipo, "A new approach to motor condition monitoring in induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 905–911, Jul./Aug. 1994.
- [5] R. Tiainen, V. Säirkimäiki, T. Lindh, and J. Ahola, "Estimation of the data transfer requirements of vibration and temperature measurements in induction motor condition monitoring," in *Proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Dresden, Germany, Sep. 10, 2005, pp. 10–10.
- [6] N. G. Coakley and R. C. Kavanagh, "Real-time control of a servo system using the inverter-fed power lines to communicate sensor feedback," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 2, pp. 360–369, Apr. 1999.
- [7] M. A. Mannah, C. Batard, N. Ginot, and M. Machmoum, "Investigations on power line communication technology for motor drive application," *Int. Rev. Elect. Eng.*, vol. 5, no. 2, pp. 542–551, Apr. 2010.
- [8] Y. H. Ma, P. L. So, and E. Gunawan, "Iperformance analysis of OFDM systems for broadband power line communications under impulsive noise and multipath effects," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 20, no. 2, pt. 1, pp. 674–682, Apr. 2005.
- [9] J. Anatory, N. Theethayi, and R. Thottappillil, "Effects of multipath on OFDM systems for indoor broadband power-line communication networks," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 24, no. 3, pp. 1190–1197, Jul. 2009.

- [10] N. Ginot, M. A. Mannah, C. Batard, and M. Machmoum, "Application of power line communication for data transmission over PWM network," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 1, no. 2, pp. 178–185, Sep. 2010.
- [11] M. A. Mannah, C. Batard, N. Ginot, and M. Machmoum, "Power line communication over feeder cables in an industrial application," in *Proc. IEEE Int. Symp. Power Line Commun. Appl.*, Dresden, Germany, Mar. 2009, pp. 255–260.
- [12] J. Ahola, A. Kosonen, J. Toukonen, and T. Lindh, "A new approach to data transmission between an electric motor and an inverter," in *Proc. Int. Symp. Power Electron., Elect. Drives, Autom. Motion*, Italy, May 2006, pp. 126–130.
- [13] A. Kosonen, M. Jokinen, J. Ahola, N. Niemelä, and J. Toukonen, "Ethernet based broadband power line communication between motor and inverter," *Inst. Eng. Technol. Elect. Power Appl.*, vol. 2, no. 5, pp. 316–324, Sep. 2008.
- [14] C. Konaté, A. Kosonen, J. Ahola, M. Machmoum, and J. F. Diouris, "Power line communication in motor cables of inverter-fed electric drives," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 1, pp. 125–131, Jan. 2010.
- [15] E. J. Bartolucci and B. H. Finke, "Cable design for PWM variable-speed AC drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 2, pp. 415–422, Mar./Apr. 2001.



Marc Anthony Mannah was born in Lebanon on July 10, 1983. He received the M.Sc. degree in electrical engineering from the University of Nantes, Nantes, France, in 2010.

He was an Assistant Teacher at the University of Nantes. His research interests include "communicating system over high current" in a power-electronic environment. Currently, he is a Research Engineer and a consultant in the industry.



Christophe Batard was born in Nantes, France, on October 15, 1965. He received the Ph.D. degree in electrical engineering from the Institut National Polytechnique, Toulouse, France, in 1992.

In 1993, he joined the Institut Universitaire de Technologie, Nantes, France, as Assistant Professor. He conducts research in the IREENA Laboratory, site of Nantes. His main research interests include modelling and control of converter and "communicating system over high current" in a power-electronic environment.



Nicolas Ginot was born in France, on November 3, 1977. He received the Diplo. engineering degree from the Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Nantes, France, in 2001 and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Nantes, Nantes, in 2004.

From 2001 to 2007, he worked in the industry on military and railway power-electronic converters. In 2007, he joined the Institut Universitaire de Technologie of Nantes as Assistant Professor. Since then, he has conducted research in the IREENA Laboratory, site of Nantes where he works on "communicating system over high current" in a power-electronic environment.



Mohamed Machmoum was born in Casablanca, Morocco, on November 29, 1961. He received the Dipl. Eng. degree in electrical engineering from the Institut Supérieur Industriel de Liège, Liege, Belgium, in 1984 and the Ph.D. degree in electrical engineering from the Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Nancy, France, in 1989.

In 1991, he joined l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes as a Maître de Conférence. Since 2005, he has been a Professor, responsible for the Power Quality and Renewable Energy Group. His main areas of interest include power electronics, power quality, wind or tidal energy conversion systems, and power-line communication.

Dr. Machmoum is the Head of IREENA Laboratory, site of Saint Nazaire. .

Résumé

Les travaux présentés dans ce mémoire en vue d'obtenir le diplôme d'Habilitation à Diriger des Recherches se décomposent en trois principales parties. Ce document témoigne de l'évolution de mes activités de recherches effectuées dans un cadre industriel puis universitaire. L'électronique de puissance, et plus généralement la conversion statique de l'énergie électrique, est le pivot de ces travaux qui mettent en avant des domaines connexes comme l'émulation Hardware In the Loop, la modélisation Electrothermique des modules IGBT et les interactions « Energie - Communication ». Les premiers travaux sont issus d'un contexte industriel et sont à l'origine des activités universitaires sur la modélisation électrothermique. Nous y montrons l'intérêt des modèles thermiques compacts en vue de l'optimisation de la simulation numérique des convertisseurs statiques. Les comportements électriques et thermiques des cellules de commutations sont abordés et les résultats obtenus par thermographie infrarouge montrent la capacité des modèles thermiques compacts à répondre à des problèmes courants que l'on trouve au sein des ensembles « convertisseur-machine ». La dernière partie est consacrée aux interactions « Energie - Communication » dans le cadre des réseaux Modulés en Largeurs d'Impulsions (MLI). Ces réseaux, mis en œuvre entre un convertisseur de puissance et son actionneur, sont vus comme un canal de communication susceptible d'assurer le transport des informations nécessaires au pilotage de l'actionneur. Ces derniers travaux, à la frontière de l'électronique de puissance et des communications numériques, utilisent la technologie des Courants Porteurs en Ligne adaptée aux réseaux MLI. Enfin, nous concluons sur les travaux actuellement menés avec une entreprise partenaire et dont la finalité doit permettre le contrôle de packs batteries par CPL.