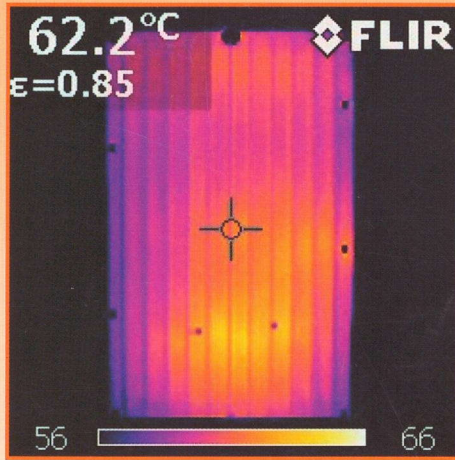
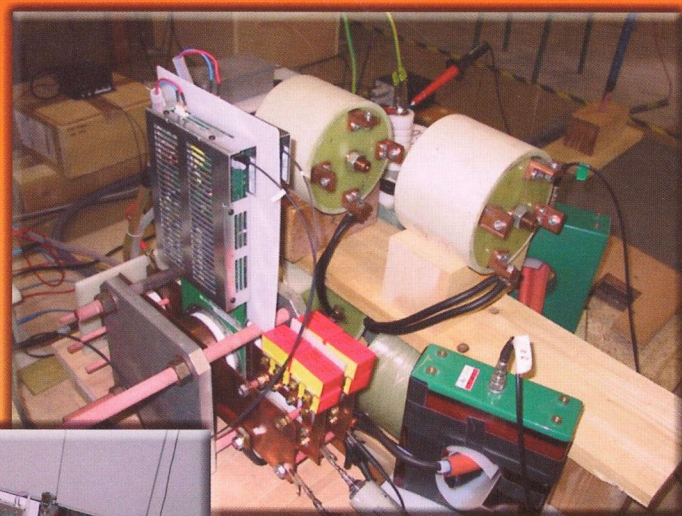
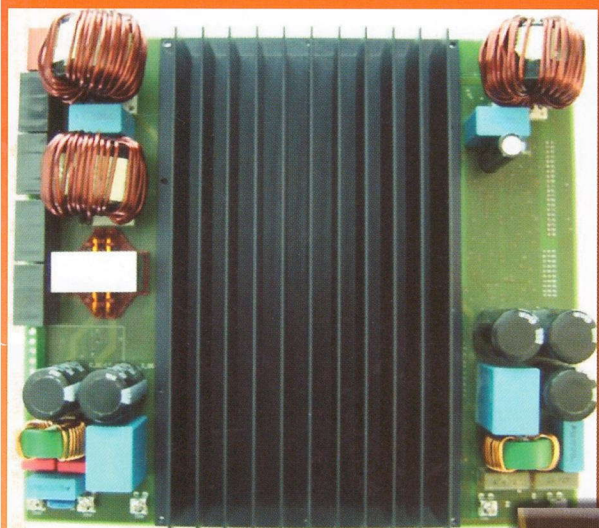


La Revue SEE



Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>



*Convertisseurs
électroniques
de puissance
«du cahier des
charges à la
réalisation»*

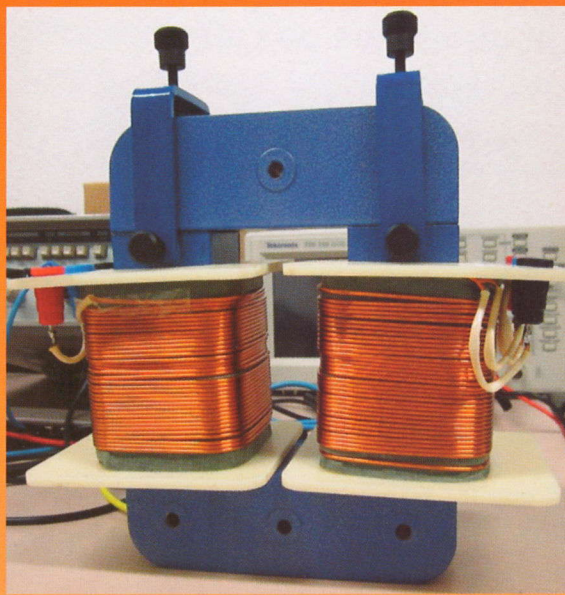
Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

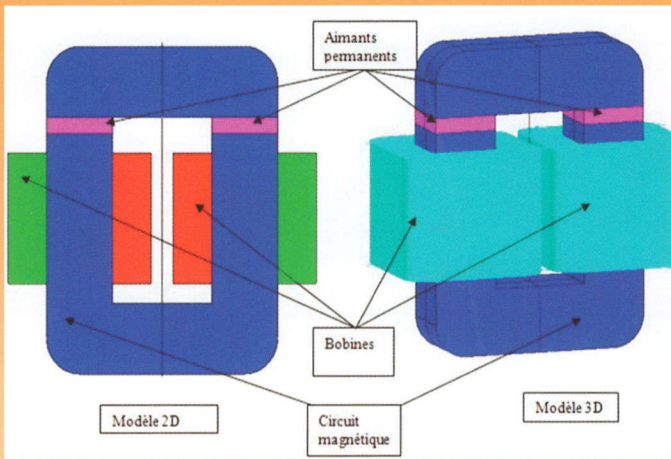


*Société de l'Electricité, de l'Electronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication*

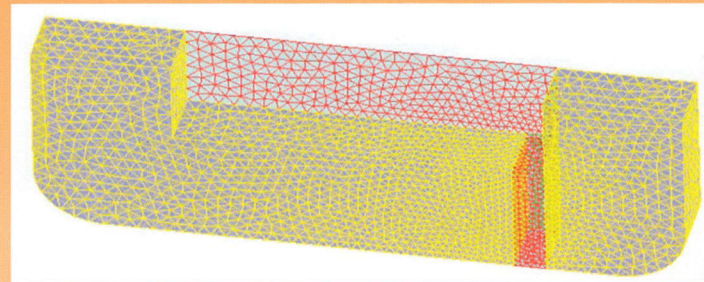
N° 79 - Janvier 2015



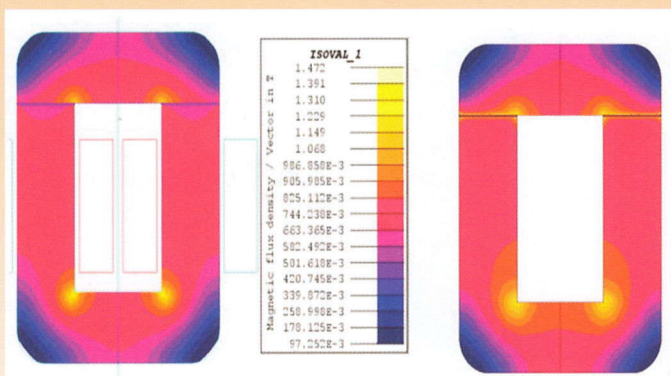
Dispositif expérimental d'étude des courants de Foucault



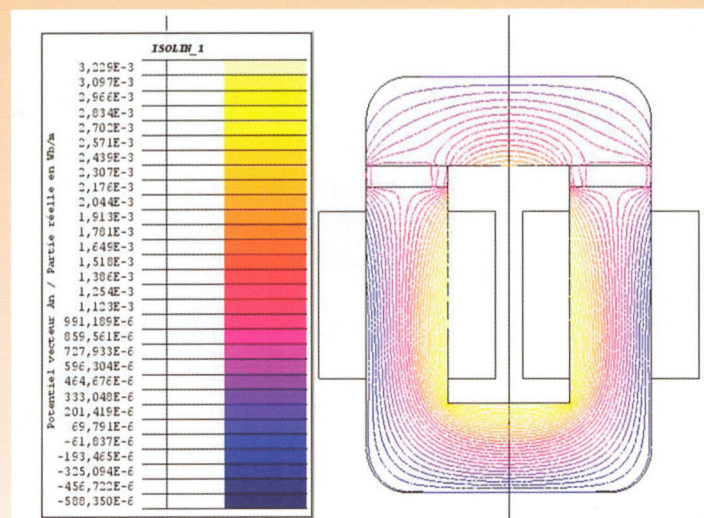
Modèle EF 2D/3D du dispositif expérimental



Maillage du dispositif expérimental



Induction en 2D (à gauche) et en 3D (droite)



Lignes du potentiel vecteur en 2D



SOCIÉTÉ de l'ELECTRICITE, de l'ELECTRONIQUE et des TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.

17, rue de l'Amiral Hamelin, PARIS 75783 CEDEX 16

Tél : 01 56 90 37 00 Fax : 01 56 90 37 19

site web : www.see.asso.fr

La Revue 3EI

publication trimestrielle
du Cercle Thématique 13-01
de la SEE

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00042, APE 9412 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

3EI : Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

Sommaire du n° 79	
Thème convertisseurs électroniques de puissance "du cahier des charges à la réalisation".	
La Revue 3EI, Édition SEE, 17 rue de l'Amiral Hamelin 75783 PARIS Cedex 16	
Directeur de la publication François GERIN Président de la SEE	
Rédacteur en Chef Franck LE GALL	
Adresser les propositions d'article à : revue3ei.art@voila.fr	
Communication Mr Alain Brenac communication@see.asso.fr 01 56 90 37 09	
publicité au rapport	
Abonnement (4 numéros par an) Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2015.	
tarifs TTC : (revue papier)	
Individuel :	
France et CEE.....40 €	
Pays hors CEE.....50 €	
Collectivités	
France et CEE.....57 €	
Pays hors CEE.....70 €	
Réalisation et impression Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77181 Le Pin	
Routage et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93966 Noisy le Grand	
Dépôt Légal : Janvier 2015	
Commission Paritaire 1217 G 78028 ISSN 1252-770X	
	Thème
p. 2 Éditorial,	
p. 3 Publications,	
p. 8 Chargeur de condensateurs de forte puissance utilisant des IGCT dans un convertisseur Boost V. BROMMER, O. LIEBFRIED et S. SCHARNHOLZ	ISL FRANCE
p. 13 Optimisation Thermique d'un Onduleur Solaire Bas-Coût de 2kW G. LEFEVRE, N. DEGRENNE, S. MOLLOV	MERCE RENNES
p. 24 GaN, une alternative au SiC pour les applications domotiques? A. SOUGUIR-AOUANI	Université de Lyon CNRS LYON
p. 30 Introduction sur les composants GaN pour la gestion des énergies renouvelables F. SARRAFIN-ARDEBILI	Laboratoire G2Elab, GRENOBLE
p. 38 Méthode de détermination des pertes par conduction dans un onduleur triphasé à JFET Normally-Off et diodes SiC X. FONTENEAU	ECA-EN SAINT HERBLAIN
Hors Thème	
p. 48 Gérard Lacroux, acteur majeur du développement des machines électriques en France F. MEER	Labinal Power Systems Division Power REAU
p. 52 Dimensionnement optimal d'un entraînement synchrone pour une application de pompage photovoltaïque G. AGBOKPANZO R. ¹ , T. HOUNGAN K. ¹ , C. ESPANET ² ¹ Université d'Abomey-Calavi (UAC) ² Université de Franche-Comté (UFC)	
p. 61 Études théorique et expérimentale des pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents à partir d'un dispositif de type électroaimant P.K. CHÉTANGNY ^{1,2} , F. DUBAS ¹ , S. HOUNDEDAKO ² , A. VIANOU ² et C. ESPANET ¹ ¹ Institut FEMTO (UFC) ² Ecole Polytechnique d'Abomey-Calavi	
p. 68 Propriétés diélectriques d'une résine époxy chargée d'alumine sous l'effet du champ électrique continu et de la température H. YAHYAOUI	Université Montpellier 2 / CNRS, MONTPELLIER

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'oeuvre dans laquelle elles sont incorporées. Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

Ce premier numéro de l'année 2015 est consacré au thème : "**convertisseurs électroniques de puissance - du cahier des charges à la réalisation**". Les articles de ce numéro sont principalement issus de communications présentées lors du Symposium de Génie Electrique et des journées JCGE-SEEDS, qui se sont tenues respectivement à l'ENS Cachan et à St Louis en début d'été 2014.

Les articles du thème exposent des études variées dans le domaine des convertisseurs de puissance, composants aujourd'hui incontournables dans toutes les applications de conversion d'énergie électrique. Nous allons découvrir dans ces articles des applications liées aux domaines des énergies renouvelables et de la domotique, mais aussi d'autres plus spécifiques comme celles des chargeurs de condensateurs de forte puissance.

Le thème s'ouvre sur un article de M. Brommer et de ses collègues, qui présentent l'application des IGCT dans un convertisseur Boost pour un chargeur de condensateurs de forte puissance ; montrant ainsi que le règne des IGBT sur l'électronique de puissance n'est pas encore absolu.

M. Lefevre et ses collaborateurs détaillent dans leur article une méthodologie pour diminuer les coûts liés à la gestion thermique d'un onduleur solaire de 2kW. La connexion thermique entre semi-conducteurs et dissipateur de l'onduleur est particulièrement étudiée

Les deux articles suivants sont consacrés aux semi-conducteurs au Nitrure de Gallium (GaN), composants à large bande interdite, envisagés pour les applications domotiques (article de M. Sougir-Aouani) et pour la gestion des énergies renouvelables (article de M. Sarrafîn Ardebili).

Pour clore le thème, M. Fonteneau nous décrit sa méthode de détermination des pertes par conduction dans un onduleur triphasé. Il l'applique pour évaluer les bénéfices des composants SiC en remplacement des actuels IGBT Silicium.

La partie « hors thème » débute par un hommage à M. Gérard Lacroux, écrit par M. F. Meer. Ce texte va permettre à ceux qui ne le connaissent pas encore de découvrir cet acteur majeur du développement des machines électriques en France.

De leur côté, M. Agbokpanzo et ses collaborateurs s'intéressent à la conception optimale d'un système de pompage photovoltaïque synchrone, en tenant en compte du vieillissement thermique de l'entraînement (moteur synchrone et onduleur). L'objectif est de dimensionner au plus juste le moteur et l'électronique de puissance vis-à-vis de la durée de vie des panneaux, pour optimiser le fonctionnement de ces systèmes dans les zones arides des pays en voie de développement.

L'article de M. Chetangny et de ses co-auteurs sur les études théorique et expérimentale des pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents intéressera grandement les lecteurs pour qui l'alliance entre théorie et expérience reste la base de la démarche scientifique.

Enfin, pour clore ce numéro, M. Yahyaoui présente un article sur les propriétés diélectriques d'une résine d'époxy chargée d'alumine en vue de son utilisation dans de l'appareillage haute tension continue.

Nous vous rappelons les thèmes choisis pour l'année 2015:

- Avril 2015 : réglages des procédés - asservissements et régulations.
- Juillet 2015 : gestion des réseaux isolés en modes "on-grid/off-grid"
- Septembre 2015 : pratiques pédagogiques

N'hésitez pas à nous proposer des articles sur votre expérience (à envoyer sur le site www.see.asso.fr/3ei ou à l'adresse e-mail revue3ei.art@voila.fr), tout particulièrement si vos articles traitent des réformes mises en place en STI2D.

Bonne lecture et bonne année 2015.

Le Comité de Publication de la Revue3EI

**Faite connaître notre revue !
Vous en assurez ainsi la pérennité**

La Revue 3EI

Comité de publication

Hamid BEN AHMED

Arnaud BRUGIER

Jacques COURAULT

Jean FAUCHER

Gilles FELD

Jean-Philippe ILARY

Denis LABROUSSE

Chérif LAROUCI

Marie-Michèle LE BIHAN

Franck LE GALL

Pascal LOOS

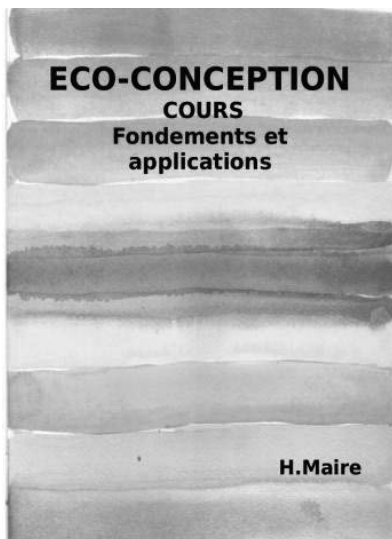
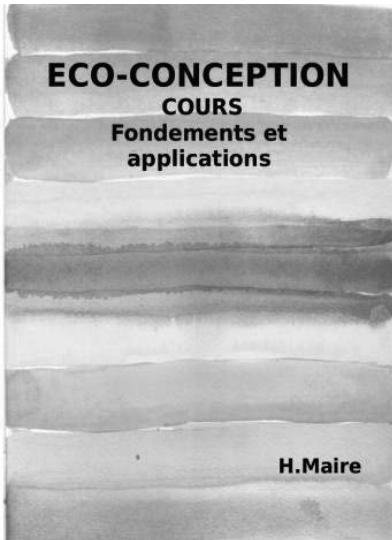
Marc PETIT

Sylvain PIETRANICO

Oviglio SALA

Jean-François SERGENT

Jean-Claude VANNIER



Eco-conception : cours et Exercices

Hubert Maire

Éditions : H.Maire

L'auteur de ces deux ouvrages fait part de 15 ans d'expérience technique et scientifique au service de l'industrie et de l'enseignement en grandes écoles et universités.

Les nombreuses références scientifiques et techniques vous aideront à construire, structurer et argumenter votre propre projet qu'il soit industriel ou de formation.

Concernant le cours, le premier chapitre définit les problématiques à l'origine l'éco-conception et la notion d'impact environnemental. Le second chapitre est consacré à l'approche industrielle avec une focalisation sur les réglementations et outils d'éco-conception. La troisième partie est entièrement destinée à l'analyse de cycle de vie, méthode d'évaluation essentielle en éco-conception. Enfin un quatrième chapitre spécifique aux techniques de l'information et de la communication élargi l'approche de l'éco-conception au développement durable. Concernant les exercices, certains initient à une approche globale de l'éco-conception. Il s'agit de produits contenant des aspects mécaniques et électriques. (Ex : Le piano électrique). Pour les autres applications, parmi les domaines techniques abordées de manière élémentaire, on retrouve, les matériaux, la mécanique, certains aspects énergétiques et électriques.

Enfin, un travail de réflexion sur les méthodes d'évaluation et notamment la méthodologie d'analyse de cycle de vie est très présent dans la plupart des exercices.

Eco-conception, cours fondements et applications ; Sommaire:

Chapitre 1 : Introduction à l'éco-conception et aux problématiques environnementales

Chapitre 2 : L'éco-conception et l'entreprise

Chapitre 3 : Analyse de cycle de vie et éco-conception

Chapitre 4 : Le développement durable appliqué aux techniques de l'information et de la communication

Eco-Conception, 20 exercices corrigés : mécanique, électronique , bâtiment ; Sommaire :

A 1 : Analyser la discussion entre Jamy et Loulou

A2 : Eco-conception d'une flûte (non corrigé)

A3 : Mise en œuvre de quatre étapes d'éco-conception : La chaise de bureau

A4 : Mise en œuvre de quatre étapes d'éco-conception : Le piano

A5 : Préparation de l'analyse de cycle de vie sur logiciel : La bouilloire

A6 : Préparation de l'ACV sur logiciel : La souris d'ordinateur (non corrigé)

A7 : Revue critique d'une ACV : Le chauffage collectif bois (non corrigé)

A8 : Démarche globale d'éco-conception pour une guitare électrique

A9 : Réflexion sur l'élaboration d'une ACV de cafetière

A10 : Cadrage de l'ACV d'une paroi de maison à ossature bois

A11 : Eco-conception d'une poutre de plancher

A12 : Compréhension des modèles de calcul en analyse de cycle de vie

A13 : Aspects Environnementaux d'un téléphone portable

A14 : Calcul des incertitudes en ACV

A15 : Eco-bilan comparé entre un bateau électro-solaire et diesel

A16 : Application de l'ACV pour une pompe à chaleur (non corrigé)

A17 : Analyse bibliographique en vue de l'éco-conception d'une pompe à chaleur

A18 : conduite d'un mini projet d'éco-conception (non corrigé)

A19 : Comparaison des impacts d'une voiture à essence et d'une voiture électrique

A20 : Soutenabilité dans l'électronique: le cas des matériaux

A21 : Initiation à l'analyse de cycle de vie

A22 : Examen éco-conception

A23 Tester vos connaissances sur la méthode de calcul Usetox

A24 Analyse comparée de 3 études concernant les ampoules basse consommation

A25 Eco-conception et moteurs électriques

**Pour toute information : par courrier électronique : hubertmaire26@gmail.com
ou par courrier à l'adresse suivante : Hubert Maire, 2 Allée Ventose, 26120 Montéliér.**



Technologie fonctionnelle de l'automobile

Tome 1 Le moteur et ses auxiliaires

Hubert Mèmeteau, Bruno Collomb Editions DUNOD

Cet ouvrage résolument pédagogique est l'outil indispensable pour tous les étudiants des filières du secteur automobile.

Il leur permet d'acquérir avec méthode les connaissances des systèmes qui constituent l'automobile.

Cette septième édition enrichie traite des nouvelles technologies et propose des tests d'auto-évaluation corrigés.

Dans ce tome 1 sont étudiés à l'aide de nombreux schémas :

- le moteur et ses circuits annexes ;
- les systèmes d'injection (essence et diesel) ;
- les systèmes antipollution ;
- l'allumage ;
- les voitures électriques et hybrides ;
- les documents liés à l'entreprise.



Technologie fonctionnelle de l'automobile

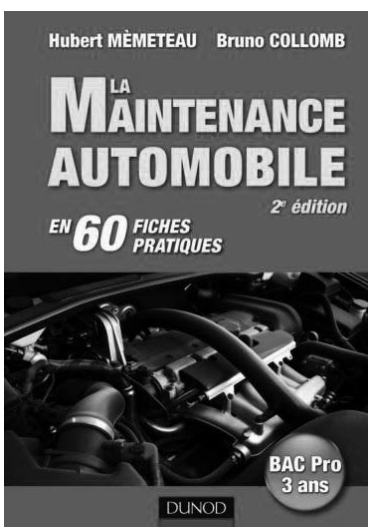
Tome 2 - Transmission, train roulant , équipement électrique

Hubert Mèmeteau, Bruno Collomb Editions DUNOD

Dans ce tome 2 sont étudiés à l'aide de nombreux schémas :

- la transmission ;
- le freinage ;
- la sécurité passive ;
- la tenue de route ;
- l'équipement électrique et de confort.

Accompagné du tome 1, il permet à tous d'acquérir des compétences solides et évolutives en matière de technologie des véhicules.



La maintenance automobile

en 60 fiches pratiques

Hubert Mèmeteau, Bruno Collomb Editions DUNOD

Les compétences nécessaires pour exercer le métier de technicien de maintenance automobile ont fortement évolué face aux équipements électroniques qui se généralisent comme l'injection, l'allumage, le système anti-blocage des roues (ABS), l'ordinateur de bord, le GPS (navigation assistée), l'airbag...Véritable médecin des voitures, le technicien démonte, contrôle, répare et règle aussi tous les systèmes mécaniques du véhicule. Outre l'entretien auto courant (graissage, vidange, contrôle des principaux organes, etc.)le mécanicien qualifié effectue des travaux se rapportant à d'autres éléments : moteur, boîte de vitesses, embrayage, essieux, roues, direction, freins, suspension, équipement électrique.

Sous forme de fiches synthétiques, l'objectif de cet ouvrage est d'apporter une aide efficace au sein d'une démarche professionnelle méthodique.



Jean Boyer



Réparez vous-même vos appareils électroniques Smartphones, téléviseurs, consoles de jeux, ordinateurs, chaînes hi-fi...

Jean Boyer

Editions EYROLLES

Réparer soi-même, c'est économique, écologique et valorisant

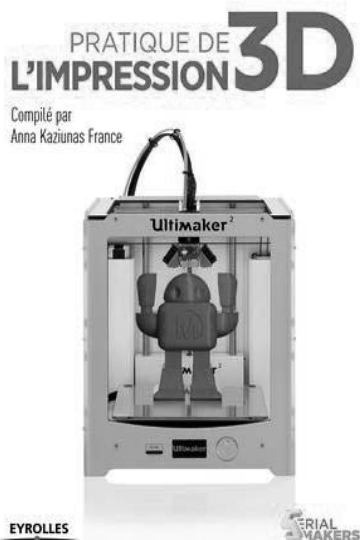
Abondamment illustré et fourmillant de conseils pratiques, cet ouvrage est dédié à la réparation des principaux appareils électroniques : téléviseurs, ordinateurs, consoles de jeux, smartphones, appareils photo, chaînes hi-fi, vidéoprojecteurs... Pour chaque type d'appareil, il fournit des méthodes infailibles pour diagnostiquer et réparer les pannes les plus fréquentes. Nourri par la très grande expérience de son auteur, ce livre s'inscrit totalement dans la mouvance Do It Yourself : réparons pour éviter le gaspillage, épargner la planète et rendre l'utilisateur autonome et responsable !

A qui s'adresse ce livre ?

Aux passionnés d'électronique, réparateurs amateurs, bricoleurs...
A tous ceux qui souhaitent donner une deuxième vie à leurs appareils électroniques

Sur www.serialmakers.com

Consultez les compléments (conseils pratiques, tutoriels, etc.)
Dialoguez avec l'auteur



Pratique de l'impression 3D

Anna Kaziunas France

Editions EYROLLES

Le guide essentiel pour imprimer en 3D

La révolution de la fabrication personnelle est en marche. Mais pour y prendre part, quelle imprimante 3D choisir et comment l'utiliser au mieux de ses possibilités ? Quels types d'objets peut-on modéliser et fabriquer ? Avec quels matériaux ? Destiné aux makers en devenir, cet ouvrage 100% pratique répondra à toutes les questions que l'on est en droit de se poser devant sa machine.

Comparatif exclusif des principales imprimantes 3D disponibles en France, panorama des différents modélisateurs et slicers, méthodes de création et de réparation de scans 3D, techniques de finition... tous les aspects de l'impression 3D à la maison sont détaillés dans ce livre très illustré, qui se clôt par plusieurs tutoriels sur la fabrication d'objets divers, dont un appareil photo argentique.

À qui s'adresse ce livre ?

- Aux makers, designers, artistes, artisans, bidouilleurs, geeks...
- À tous les créateurs d'objets

Dans ce livre, vous apprendrez à :

- maîtriser le flux de l'impression 3D, de la modélisation à l'objet fini
- créer et finaliser vos propres modèles 3D à partir de scans
- fabriquer des moules à l'aide d'une imprimante 3D
- peindre, teindre et vieillir vos créations



Pierre Mayé

L'USINE
NOUVELLE

AIDE-MÉMOIRE

Électro- technique

- Rappels d'électromagnétisme et d'électricité
- Principes de fonctionnement
- Conditions de mise en œuvre
- Bilan des puissances

2^e édition

DUNOD

Aide-mémoire Electrotechnique

Pierre Mayé

Dunod / L'Usine Nouvelle

Cet aide-mémoire regroupe, de façon synthétique et illustrée, les principaux dispositifs utilisés en électrotechnique, leurs principes de fonctionnement, leurs conditions de mise en œuvre et le bilan des puissances. Après quelques brefs rappels d'électromagnétisme et d'électricité, il décrit les dispositifs suivants :

- les bobines et les transformateurs, monophasés puis triphasés ;
- les machines synchrones triphasées ;
- les machines asynchrones triphasées ;
- les machines à courant continu.

Cet ouvrage constitue un véritable outil de travail pour les ingénieurs et les techniciens en électrotechnique, ainsi que pour les étudiants du domaine.



Génie électrique

Gregor Häberle

Collection: DunodTech

Véritables bases de données techniques, les ouvrages de la collection DUNODTECH ont été conçus avec l'objectif de rassembler dans un même livre tous les savoirs utiles d'un domaine technique (formules, tableaux de valeurs, schémas d'installation, abaques, conventions graphiques, unités et symboles, normes).

Ce volume couvre les domaines de l'électrotechnique et du génie électrique au sens large.

Contenu de l'ouvrage

- Rappels de mathématiques et de physique. Symboles et unités. Théorie des circuits et composants.
- Représentations graphiques. Schémas électriques. Mesures.
- Installations électriques. KNX. Câblage. Éclairage.
- Sécurité. Alimentation électrique. Transformateurs, générateurs et accumulateurs. Chauffage.
- Ordinateurs et interfaces. Réseaux et transmissions.
- Automatisation. Commande. Régulation.
- Matériaux conducteurs et isolants. Connexions.
- Fonctionnement de l'entreprise. Organisation du travail.



Devenir membre de la SEE c'est faire partie de la grande famille des spécialistes de l'Electricité, de l'Electronique, de la Robotique et des Télécommunications. C'est également :

- **Enrichir votre réseau professionnel par la participation :**
 - à des structures de réflexion telles que les Clubs techniques, les Groupes régionaux ou les Cercle des entreprises
 - aux congrès, conférences, journées d'études ou soirées-débat co-organisés par la SEE (inscriptions à tarif réduit pour les membres SEE)

- **Bénéficier de la consultation et du téléchargement gratuits** sur le site SEE des articles, dossiers ou numéros complets de la REE en version électronique (e-REE) qui traitent de sujets d'actualité essentiellement dans le domaine de l'énergie, des télécommunications, de l'informatique ou de la robotique.

Sans oublier que les tarifs d'adhésion ont été spécialement étudiés pour les enseignants, les étudiants et les actifs de moins de 35 ans. Les membres de la SEE ont aussi un tarif préférentiel pour l'abonnement à la revue 3EI.

Et enfin, la SEE étant reconnue d'utilité publique, toute adhésion bénéficie d'une réduction fiscale de 66%

Bienvenus à la SEE !

Pour adhérer en ligne: www.see.asso.fr/adhesions

Chargeur de condensateurs de forte puissance utilisant des IGCT dans un convertisseur Boost

Volker BROMMER, Oliver LIEBFRIED et Sigo SCHARNHOLZ

Institut franco-allemand de recherches de Saint-Louis (ISL), France

Résumé : Un chargeur de condensateurs de forte puissance utilisant la topologie convertisseur Boost a été développé. Les composants clés de ce chargeur sont des commutateurs semi-conducteurs à forte puissance (IGCT), ainsi qu'une bobine de stockage inductif à densité d'énergie très élevée. Le présent article décrit le design et les investigations correspondants au chargeur en combinaison avec une source d'énergie de forte puissance, un volant d'inertie. Un condensateur de puissance d'une capacité de 900 μF a été chargé à 4,8 kV en 100 ms, ce qui correspond à une puissance de charge de plus que 100 kW. Les essais ont démontré un comportement de commutation fiable et robuste. Dans une étape suivante, nous avons étudié et testé les contraintes sur le convertisseur pendant une durée de plusieurs secondes et avec une charge résistive. Avec une puissance d'entrée de plus de 250 kW, le système a été testé sur une durée de plusieurs secondes.

Mots-clés : Convertisseur de puissance DC/DC, convertisseur Boost, stockage d'énergie, alimentations impulsives de puissance, condensateurs de puissance, commutateurs semi-conducteurs à forte puissance

1. Introduction

De nos jours, les bancs de condensateurs constituent les alimentations électriques les plus utilisées pour la génération de courants de forte puissance impulsives.

Ceux-ci sont utilisés dans une grande variété de domaines de l'électronique de puissance impulsive, comme les générateurs à forts champs magnétiques ou les lanceurs électromagnétiques à rails [1, 2]. De tels bancs de condensateurs doivent être chargés en général par des chargeurs de condensateur de forte puissance, en général à quelques milliers ou quelques dizaines de milliers de volt. Dans la plupart des cas, une charge rapide est requise, surtout lorsqu'un banc de capacité est utilisé pour une application répétitive. En conséquence, des puissances de charge jusqu'au domaine du MW sont exigées, ce qui implique des systèmes complexes, volumineux et très coûteux.

Les chargeurs de condensateur disponibles dans le commerce sont réalisés comme chargeurs à courant constant, utilisant une topologie 'Full-Bridge' (Pont-H) combinée avec un transformateur de haute tension. De plus, les alimentations à découpage à haute fréquence combinées avec la technologie série-résonance [3] atteignent des rendements allant jusqu'à 90% et plus encore. Ces chargeurs sont très compacts dans le domaine de quelques dizaines de kW. Lorsqu'une puissance plus importante est demandée, la solution communément utilisée aujourd'hui est la mise en parallèle des unités de charge modulaires [3, 4].

Cependant, dans le domaine des puissances de charge de l'ordre du MW, cette solution implique des systèmes complexes, volumineux et très coûteux. Pour ce qui est de la réduction de volume des chargeurs de forte puissance, des activités utilisant une topologie Pont-H en combinaison avec la commutation de haute fréquence ont été réalisées [5, 6]. Toutefois, l'augmentation de la

puissance de charge est accompagnée par la croissance de la complexité des unités de transformation, de commutation, de contrôle et de protection, ce qui entraîne une décroissance du rendement total du système.

Dans le contexte d'un chargeur compact, nous avons exploré le concept d'un chargeur de condensateur sur la base d'une topologie Boost. Sur cette base, des condensateurs de puissance sont chargés à l'aide de courants impulsifs dans le domaine du kiloampère. En utilisant une bobine de stockage inductive et des commutateurs de type IGCT, un chargeur très compact et à prix avantageux (au détriment d'un moindre rendement) a été réalisé.

Cet article décrit le design, le fonctionnement principal et le montage expérimental du système convertisseur nommé 'Buck-Boost', alimenté par une source de courant de puissance (système à volant d'inertie (MDS)). Les recherches se sont concentrées sur le comportement des composants pendant les procédures de charge rapide (et plus spécifiquement sur les commutateurs IGCT). De plus, dans le contexte d'une charge rapide d'un plus grand nombre de condensateur, les contraintes sur le convertisseur pour une durée de charge de plusieurs secondes ont été évaluées.

2. Convertisseur buck-boost avec des IGCT

Le circuit électrique est basé sur le principe bien connu d'un convertisseur Boost, c'est-à-dire 'Buck-Boost' [7] (inverse output voltage) constitué d'une source de puissance G , d'un commutateur S_1 semi-conducteur à forte puissance (IGCT), d'un stockage inductif intermédiaire L_S , d'une diode de blocage D_L et d'une capacité C_L représentant la charge (fig.1). La transmission d'énergie de la source de puissance au

condensateur se fait en chargeant et en déchargeant le stockage inductif (bobine L_S) à l'aide d'un commutateur IGCT. Le cycle de charge-décharge de la bobine est déterminé par la fréquence de commutation de l'IGCT.

Contrairement aux chargeurs à courant continu, un condensateur est chargé par des courants répétitifs avec des amplitudes de quelques kA. Il est à noter que cette technique ne peut être appliquée qu'aux condensateurs de forte puissance qui sont conçus pour des courants de ce type. Nous utilisons des composants qui peuvent résister à des courants pic de 100 kA et plus.

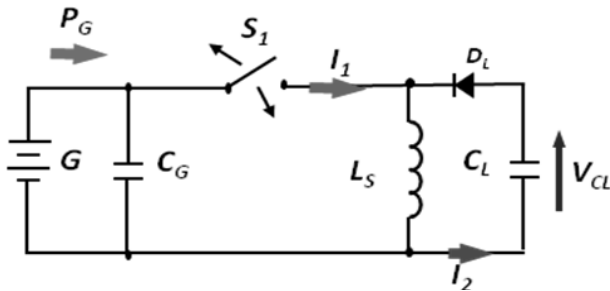


Figure 1 : Topologie du convertisseur Buck-Boost.

En mode opératoire, L_S est chargé par un courant provenant de la source de puissance G lorsque S_1 est fermé. Le courant correspondant I_1 peut être calculé comme suit :

$$I_1(t) = I_{10} e^{-(R/L_S)t} + \frac{V_G}{R} (1 - e^{-(R/L_S)t}) \quad (1)$$

$$\{t \in \mathbb{R} \mid 0 \leq t \leq t_{ON}\}$$

avec la résistance R du circuit de charge, l'inductance L_S de la bobine de stockage inductif intermédiaire, la tension V_G du générateur G et le courant au moment $t = 0$. En négligeant la résistance du circuit l'équation (1) se simplifie comme suit :

$$I_1(t) = \frac{V_G}{L_S} \cdot t \quad (2)$$

Au moment $t = t_{on}$, le commutateur S_1 ouvre le circuit de charge, la diode D_L devient conductrice et la bobine est déchargée dans le circuit de charge avec le condensateur C_L . Le temps t est remis à $t = 0$ et le courant de décharge $I_2(t)$ correspond à l'équation suivante :

$$I_2(t) = I_{20} \cdot \cos(\varpi_0 \cdot t) - V_{CL0} \cdot \sqrt{\frac{C_L}{L_S}} \cdot \sin(\varpi_0 \cdot t) \quad (3)$$

$$\{t \in \mathbb{R} \mid 0 \leq t \leq t_{OFF}\}$$

avec $\varpi_0 = (L_S \cdot C_L)^{-\frac{1}{2}}$, la capacité C_L à charger, la tension V_{CL0} du condensateur au moment $t=0$ et le courant I_{20} dans la bobine à $t = 0$. Notons que la résistance du circuit de décharge n'est pas non plus considérée.

Appliquer $V_{CL}(t) = -L_S \cdot \frac{dI_2(t)}{dt}$ à l'équation (3) permet d'obtenir la tension $V_{CL}(t)$ en fonction du temps :

$$V_{CL}(t) = I_{20} \cdot \sqrt{\frac{L_S}{C_L}} \cdot \sin(\varpi_0 \cdot t) + V_{CL0} \cdot \cos(\varpi_0 \cdot t) \quad (4)$$

$$\{t \in \mathbb{R} \mid 0 \leq t \leq t_{OFF}\}$$

Grâce à ces équations de base, il est possible de calculer pour un cycle de commutation de S_1 le temps de charge et de décharge de la bobine de stockage inductif intermédiaire, en fonction de sa valeur, c'est-à-dire de l'état de charge de la capacité C_L .

L'équation (4) décrit seulement la tension du condensateur pendant que le commutateur S_1 est ouvert. Pendant l'intervalle de la fermeture, la tension aux bornes du condensateur reste constante (à cause de la diode D_L). La commutation de l'IGCT avec une certaine fréquence résulte en un accroissement par étape de la tension V_{CL} (courbe bleu dans Fig. 2). Étant donné que l'énergie totale de la bobine L_S est transférée par chaque cycle de commutation, l'énergie totale du condensateur E_{CL} peut être calculée comme suit :

$$E_c = f_s \cdot t \cdot \Delta E_c = f_s \cdot t \cdot E_{L_S} \quad (5)$$

où f_s est la fréquence de commutation et E_{L_S} l'énergie stocké dans la bobine L_S . En appliquant (5) à la formule de l'énergie capacitive, la tension au condensateur en fonction du temps peut être dérivée comme suit :

$$V_{CL}(t) = \sqrt{\frac{2 \cdot f_s \cdot t \cdot E_{L_S}}{C_L}} \quad (6)$$

Si f_s est constant, la charge du condensateur dépend de \sqrt{t} . En conséquence, la courbe de tension de charge suit une évolution en racine carré.

La puissance P_G délivrée par le générateur G peut être calculée par la multiplication de la tension DC du générateur par la valeur moyenne I_{AV} définie par :

$$I_{AV} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T I_1(t) dt. \quad (7)$$

Le courant moyen est atteint étant donné que la capacité C_G dans la figure 1 lisse les courants impulsionsnels I_1 du côté du générateur. A l'inverse des chargeurs à courant continu, avec lesquels la puissance s'accroît avec la tension de charge des condensateurs, ce convertisseur Boost utilise dès le début la puissance totale délivrée par la source de puissance (voir fig. 2, courbe de $P_G(t)$).

La figure suivante explique la procédure de charge d'un condensateur, les courbes de courant et de tension en fonction du temps ont été simulées à l'aide

du logiciel Pspice. En employant le circuit électrique de la figure 1, les paramètres principaux ont été fixés aux valeurs suivantes : $V_G = 50 \text{ V}$, $L_S = 100 \mu\text{H}$, $C_L = 900 \mu\text{F}$.

Pendant un créneau temporel d'une durée de 100 ms, le condensateur a été chargé à $V_{CL} = 2,3 \text{ kV}$ avec des courants impulsionnels I_2 d'environ 1,3 kA et une fréquence de commutation de 222 Hz. La puissance P_G provenant du générateur a été calculée à plus de 30 kW.

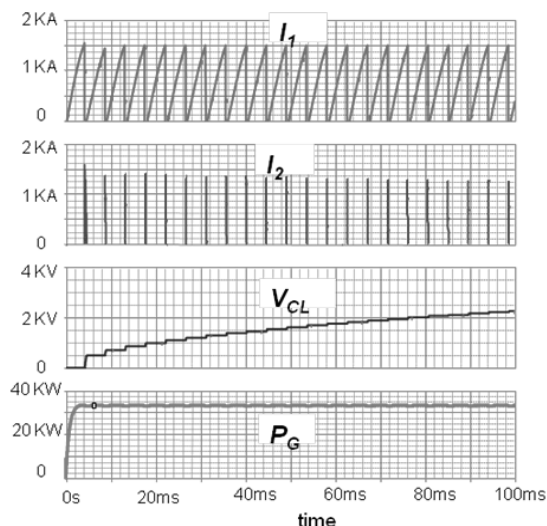


Figure 2 : Comportement principal du convertisseur. I_1 : courant par le commutateur S_1 ; I_2 : courant impulsionnel au condensateur C_L ; V_{CL} : tension de charge au condensateur; P_G : puissance délivrée par le générateur G

2.1. Composants du montage expérimental

Pour le besoin des expériences en laboratoire, le convertisseur a été construit et il a été connecté à une source de courant de puissance. Les composants clés sont brièvement décrits ci-après.

La source de courant continu (MDS) est un générateur basé sur un volant d'inertie. Ce générateur peut être utilisé avec les fonctions de moteur et de générateur. Il peut stocker une énergie mécanique de 32 MJ à une vitesse de rotation maximale de 12.000 tours/min. En mode générateur, il peut délivrer une puissance électrique de sortie pouvant atteindre 1 MW, ce qui correspond à un courant continu de 4000 A à 250 V.



Figure 3 : Volant d'inertie utilisé comme source de puissance du convertisseur (MDS : Magneto-Dynamic-Storage)

L'IGCT est un commutateur semi-conducteur basé sur un thyristor GTO (Gate-Turn-Off). Il se distingue par de très faibles pertes en conduction (comparable à celles des thyristors) mais également par de faibles pertes pendant la phase de commutation. L'IGCT choisi présente les caractéristiques suivantes : une tension de blocage de 4,5 kV et une capacité d'ouverture sous une charge maximale de 4 kA [8]. Il peut être utilisé jusqu'à des fréquences de 1 kHz. Pour notre montage expérimental (charge d'un condensateur à environ 5 kV), on a utilisé deux IGCT en série. Le volume de l'assemblage des ces deux IGCT avec des composants périphériques (circuits d'atténuation, diodes antiparallèles) est à peu près de 10 dm^3 , les 2 IGCT ont à eux seuls un volume d'environ 4 dm^3 .

Un autre composant clef est la bobine de stockage inductif. Pour des raisons de disponibilité, on a utilisé deux bobines de formation d'impulsions (voir fig. 4), chacune d'un diamètre 190 mm et d'une longueur de 135 mm, ce qui représente un volume d'environ $3,8 \text{ dm}^3$. Les bobines utilisées présentent une géométrie semblable à celle d'une bobine 'Brooks', caractérisée par un haut facteur de qualité L/R , une très faible résistance effective et enfin une forte densité d'énergie (à des courants très élevés). Une telle bobine est construite à base de fils tressés.

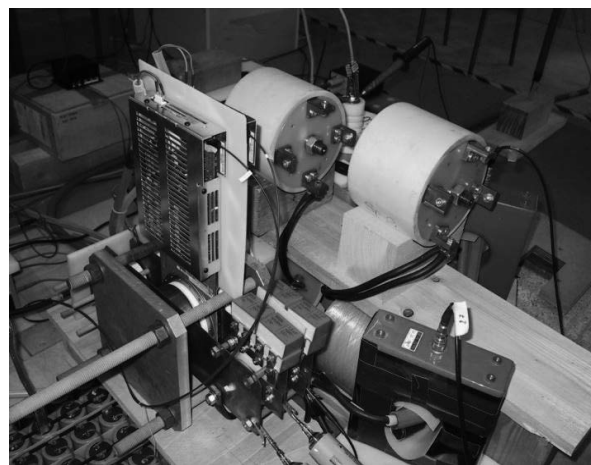


Figure 4 : Montage expérimental avec des composants clés IGCT (deux IGCT en série) et bobine de stockage inductif intermédiaire (deux bobines connectées en série)

2.2. Charge d'un condensateur de puissance

Un condensateur de puissance avec une tension de charge maximale de 10,7 kV et une capacité de $900 \mu\text{F}$ a été utilisé comme charge et connecté au convertisseur (fig.5). Ce type de condensateur est généralement utilisé dans l'électronique de puissance pour générer des courants impulsionnels de plus de 100 kA [9]. Le convertisseur décrit a été testé au cours de plusieurs expériences en augmentant continuellement la puissance de charge



Figure 5 : Montage expérimental avec un condensateur de puissance au premier plan, au milieu le convertisseur et, à l'arrière plan, le générateur MDS

La figure 6 montre le résultat d'une procédure de charge avec une puissance moyenne de sortie calculée de plus de 100kW. Les courbes de gauche montrent la tension et le courant délivrés à la sortie du générateur MDS. Les courbes de droite montrent les courbes de courants impulsionsnels (celles-ci ne sont pas suffisamment nettes, étant donné la résolution temporelle) et la tension de charge aux bornes du condensateur.

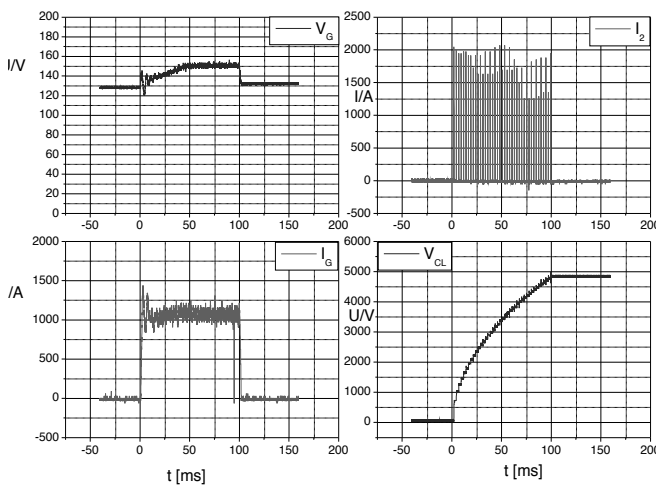


Figure 6 : Courbes des mesures pendant la charge d'un condensateur de puissance de 900 µF à une tension de 4,8 kV en 100 ms.

Lors de cette expérience, la fréquence de commutation des IGCT était de 400 Hz avec un 'turn-on' de 2 ms et un 'turn-off' de 0,5 ms. Le temps de charge était limité à 100 ms. Après cette durée, le condensateur était chargé à environ 4,8 kV. Le générateur MDS délivrait un courant moyen de 1,1 kA sous une tension moyenne de 145 V. Les courants impulsionsnels au condensateur atteignaient la valeur crête d'environ 2 kA. Le rendement énergétique du convertisseur était évalué à environ 65 %. La mesure des tensions de commutation aux bornes des deux IGCT a montré une répartition presque symétrique, ce qui est

aussi dû aux circuits auxiliaires d'atténuation (protection de surtension, snubbers).

Finalement, après avoir démontré le bon fonctionnement et la robustesse du montage expérimental du convertisseur Buck-Boost, nous avons effectué une série d'expériences. Le condensateur de puissance a été chargé une cinquantaine de fois, afin d'évaluer une possible altération de la capacité, ce qui n'a pas été le cas. Cela indique que cette procédure de charge pour ce type de condensateurs par des courants impulsionsnels n'est pas nuisible pour les composants.

2.3. Expériences avec une charge résistive

Les expériences effectuées jusqu'à présent avec le convertisseur ont été réalisées sur une durée temporelle relativement courte, dans le domaine de quelques dizaines à quelques centaines de millisecondes. Au regard d'une charge rapide d'un plus grand nombre de condensateurs, il faut tenir compte de la capacité élevée par rapport à un simple condensateur. Cela résulte en un allongement du temps de charge, ce qui cause l'auto-échauffement des IGCT. Ainsi, les contraintes sur le convertisseur Buck-Boost pendant une durée des plusieurs secondes et sans refroidissement supplémentaire ont dû être évaluées. Nous avons d'abord testé le convertisseur sur une charge résistive en appliquant la plus grande puissance d'entrée possible par l'intermédiaire du générateur MDS. La figure 7 montre le dispositif expérimental avec des résistances de charge (résistances de charbon, valeur totale d'environ 1 Ω).



Figure 7 : Montage expérimental avec une charge résistive. On a utilisé des résistances tubes de charbon en série avec des résistances disques de charbon.

Au lieu d'utiliser un condensateur comme charge et du fait que la tension de charge monte avec le temps, les contraintes de tension impulsionsnelle aux bornes des résistances, et ainsi aux bornes des IGCT, restent dans cette configuration à peu près constant à travers du temps. Pour cette raison, on a pu étudier et déterminer les limites de puissance, car on n'était pas dépendant du temps d'opération du système.

La figure 8 montre les résultats obtenus avec le convertisseur Buck-Boost et une charge résistive. Avec une puissance d'entrée de plus de 250 kW, c'est-à-dire un courant d'entrée de 1700 A sous une tension de 150 V, nous avons testé le convertisseur à 400 Hz jusqu'à une durée de 3 secondes. Pendant cette phase, les commutateurs IGCT ont dû commuter des courants impulsifs de 3,8 kA au maximum. La tension aux bornes d'un IGCT est générée par la commutation du courant dans le circuit de charge résistive et elle atteint une valeur maximale de 3,7 kV. De plus, avec une sonde de température, on a mesuré les valeurs maximales après le temps d'opération du convertisseur. Il a été constaté que l'augmentation de la température mesurée sur les IGCT était très modérée (ΔT d'environ 4 K). Jusqu'à présent, les résultats montrent un comportement de commutation fiable et robuste, même en présence de contraintes extrêmes.

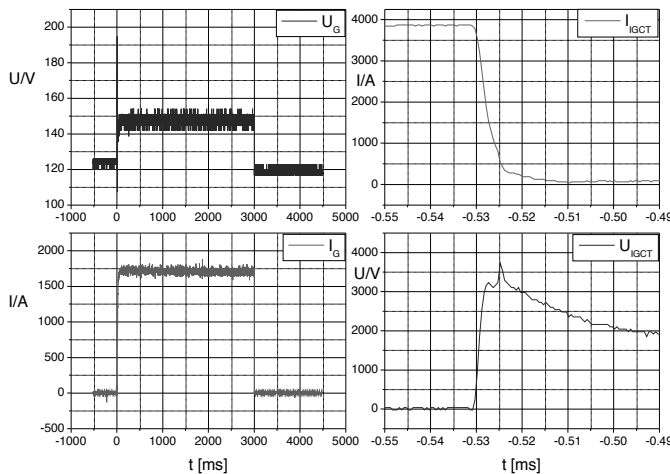


Figure 8 : Expériences avec une charge résistive. La puissance d'entrée du convertisseur Buck-Boost atteint plus de 250 kW. La durée des contraintes est de 3 secondes. Les courbes de gauche montrent la tension et le courant d'entrée du convertisseur, les courbes de droite montrent le courant et la tension impulsive au niveau de l'IGCT.

3. Conclusion

Un chargeur de condensateur potentiellement compact et de forte puissance a été développé à l'ISL en utilisant la topologie convertisseur Buck-Boost. Les composants clés de ce chargeur sont les commutateurs de type IGCT et la bobine de stockage inductif à densité d'énergie élevée. Lors des expériences en laboratoire, le convertisseur a été connecté à une source de courant de forte puissance, un volant d'inertie (MDS). Un condensateur de puissance avec une capacité de 900 μF a été utilisé comme charge et il a été chargé à environ 4,8 kV en 100 ms, ce qui correspond à une puissance de charge de plus que 100 kW. Le rendement énergétique du convertisseur était d'environ 65 %. Il a été constaté que cette procédure de charge rapide n'a pas eu d'influence sur les caractéristiques du condensateur.

Dans une prochaine étape, les contraintes sur le convertisseur ont été étudiées pendant une durée des plusieurs secondes et avec une charge résistive. Avec une puissance d'entrée de plus de 250 kW, le système a été

opéré à 400 Hz jusqu'à une durée de 3 secondes. Il a été constaté que l'augmentation de la température mesurée sur les IGCT était seulement de quelques kelvins. Les commutateurs ont montré un comportement de commutation fiable et robuste, même en présence de contraintes extrêmes. La densité de puissance avec le montage expérimental actuel est d'environ de 12 kW/dm³. Si l'on tient compte seulement des composants essentiels, les commutateurs IGCT et la bobine de stockage inductif intermédiaire, cette densité de puissance atteint d'environ 25 kW/dm³.

Nos prochains travaux vont encore se concentrer sur l'augmentation de la puissance de charge (mise en série/parallèle des IGCT), ainsi que sur la tension de charge des condensateurs. Notre objectif est d'atteindre 10 - 20 kV, ce qui est le niveau de tension usuel pour nos applications de puissance impulsive à l'ISL. Sur la base des résultats des expériences avec une charge résistive, il est planifié de charger plusieurs condensateurs en parallèle avec ce convertisseur. Concernant la source de courant, l'utilisation de batteries de haute puissance comme alternative au MDS est aussi planifiée. En effet, la nouvelle génération des cellules Li-Ion de forte puissance est très prometteuse pour la réalisation d'un système compact, constitué de la source d'énergie et du chargeur de condensateurs.

4. References

- [1] Zherlitsyn S., Herrmannsdoerfer T., Skourski Y., Sytcheva A. and Wosnitza J. "Pulsed-magnet design at the Dresden High Magnetic Field Laboratory", 2006 *J. Phys.: Conf. Ser.* **51** 583 doi:10.1088/1742-6596/51/1/133
- [2] Hundertmark, S.; Schneider, M.; Vincent, G., "Payload acceleration using a 10 MJ DES railgun," *Electromagnetic Launch Technology (EML), 2012 16th International Symposium on*, vol., no., pp.15, 15-19 May 2012.
- [3] CCDS Power Supply, *Operations & Maintenance Manual* General Atomics Energy Products, San Diego, California, 1998
- [4] Capacitor charger KL 30XX, *Operation Manual*, Poynting GmbH, Germany, 2009.
- [5] Giesselmann, M.G.; Vollmer, T.T.; , "High-power compact capacitor charger," *IEEE Pulsed Power Conf. (PPC '09)*, pp.918-921, June 28 2009-July 2, 2009.
- [6] Raymond J. Allen, Craig N. Boyer, Jesse M. Neri, Mike Veracka, "Development of a 150-kW, Battery Powered, Rapid Capacitor Charger for a Small Railgun in Burst Mode Operation at 3 RPS", *IEEE Int. Power Modulators and High Voltage Conf.*, 27-31 May 2008, pp. 106-108#.
- [7] M. H. Rashid, "Power Electronics Handbook", USA, Academic Press, 2001.
- [8] IGCT-Datasheet: Part number 5SHY35L4512, *Short form catalogue 2012*, ABB Switzerland Ltd/Semiconductors, www.abb.com/semiconductors, 2012.
- [9] Spahn, E.; Zornigebel, V.; Sterzelmeier, K.; Buderer, G.; Brommer, V., "50 kJ ultra-compact pulsed power supply unit for various applications," *PowerElectronics and Applications, 2005 European Conference on*, vol., no., pp.7 pp.,P.7, 0-0 0.

Optimisation Thermique d'un Onduleur Solaire Bas-Coût de 2kW

Guillaume LEFEVRE, Nicolas DEGRENNE, Stefan MOLLOV

Mitsubishi Electric Research Centre Europe (MERCE), 1 allée de Beaulieu, 35708 Rennes

Résumé : Cet article présente une méthodologie pour diminuer les coûts liés à la gestion thermique d'un onduleur solaire de 2kW. La connexion thermique entre semi-conducteurs et dissipateur se fait au travers du circuit imprimé et utilise des composants montés en surface (CMS). Le dissipateur fonctionne en convection naturelle. Son dimensionnement, détaillé dans l'article, est basé sur une approche analytique confirmée par des simulations par éléments finis. Le coût du système thermique ainsi dimensionné (radiateur, feuille isolante, et attaches mécaniques) a été réduit à 12€ pour des quantités industrielles, et ne nécessite pas d'intervention humaine lors de l'assemblage. Finalement des mesures expérimentales valident la méthodologie proposée.

Mots-clés : 'Thermique', 'Convection naturelle', 'Dissipateur', 'Onduleur Solaire', 'Bas-coût'.

1. Introduction

Quand il dimensionne un onduleur solaire pour des applications résidentielles, le concepteur doit atteindre plusieurs objectifs parmi lesquels la fiabilité, la densité de puissance et le coût. La gestion thermique est un point clé pour atteindre ces trois objectifs. Premièrement, le refroidissement définit la température des composants actifs (semi-conducteurs) et passifs (bobines et condensateurs), influençant donc directement leur durée de vie. Egalement, le volume dédié à la gestion thermique peut être significatif. La comparaison de 4 onduleurs solaires commerciaux de 2 à 4kW a permis de démontrer que le radiateur peut contribuer jusqu'à 40% du volume total du dispositif. Enfin, les radiateurs de grande taille, associés aux autres éléments thermiques tels que les feuilles isolantes, les ventilateurs, et les connexions mécaniques peuvent contribuer jusqu'à près de 20% du coût total de l'onduleur.

Les progrès en Electronique de Puissance, notamment sur les composants actifs (e.g. MOSFET super-jonctions) et les topologies ont permis une augmentation significative du rendement des onduleurs commerciaux jusqu'à plus de 98%, diminuant ainsi la quantité de pertes thermiques à extraire [1-2]. Dans ce contexte, la convection naturelle apparaît comme un candidat intéressant, mis en oeuvre dans un nombre croissant de produits de quelques kW (e.g. Power One Aurora). En l'absence de ventilateur, la solution est intrinsèquement plus fiable et nécessite moins d'énergie que la convection forcée, bien que plus compacte.

La mise en oeuvre d'une solution thermique optimale basée sur la convection naturelle implique des contraintes techniques sur presque tous les aspects du convertisseur, et induit de la part du concepteur une optimisation multi-domaine globale (Fig. 1). Pour ne citer que quelques exemples, la répartition des contraintes thermiques sur la surface du radiateur donne l'avantage à des topologies qui utilisent un plus grand nombre de semi-conducteurs moins contraints. Les

cellules de commutation, réparties sur la surface du radiateur, imposent des contraintes importantes lors du routage et pour la compatibilité électromagnétique, avec des zones bruitées elles aussi réparties.



Figure 1 : Approche multi-domaine globale de la solution thermique

La connexion entre les éléments générant de la chaleur, (i.e. les semi-conducteurs), et le refroidisseur est d'une importance majeure car elle influe directement sur les performances thermiques, mais aussi sur le coût du système. Dans ce contexte, on distingue deux stratégies : soit les semiconducteurs sont plaqués directement sur le radiateur par le biais d'un matériau d'interface isolant électriquement, soit ils sont montés en surface sur le circuit imprimé, lui-même plaqué sur le radiateur. La solution développée dans cet article est la seconde afin de réduire les coûts d'assemblage. Toutefois, le chemin thermique influençant largement le profil du radiateur, la méthodologie proposée dans cet article commence par une comparaison détaillée des solutions et en argumentant le parti pris.

Ce papier détaille, dans un souci de pédagogie, le dimensionnement d'un système de gestion thermique bas-coûts qui fonctionne en convection naturelle. La section 2 compare les stratégies de chemin thermique. Les sections 3 et 4 rappellent les concepts de la convection naturelle et du transfert radiatif et proposent des modèles analytiques vérifiés par simulation. La section 5 définit le cahier des charges à remplir par le système thermique, pour un onduleur solaire de 2kW. Les sections 6 et 7 utilisent les modèles précédemment définis pour dimensionner le radiateur et les interfaces thermiques dans les contraintes du cahier des charges. Finalement, la section 8 discute des résultats expérimentaux et donne des perspectives.

2. Stratégie de connexion thermomécanique

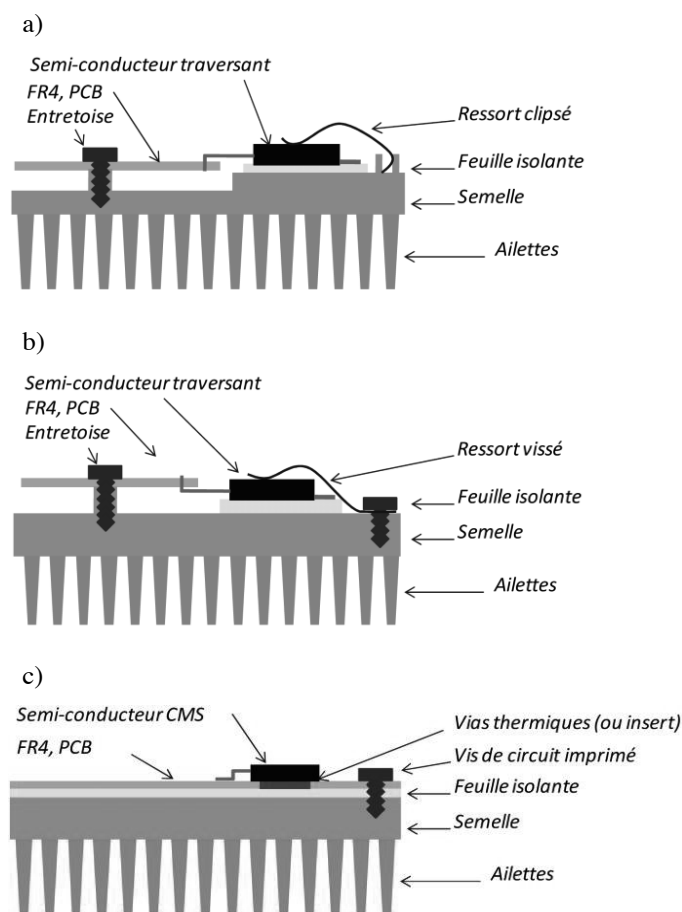


Figure 2 : Exemples de connexion thermique : a) et b) sont des connexions directes avec ressort clipsé et vissé, c) est une connexion à travers le circuit imprimé comme réalisée dans ce travail.

D'un point de vue thermomécanique, une première solution est de fixer les semi-conducteurs (contribution principale aux pertes) directement sur le radiateur avec des attaches métalliques, à travers une feuille isolante électriquement (interface thermique) comme illustré par les figures 2 a) et b). Cette solution est utilisée principalement avec des boîtiers de type TO247 ou TO220. Malgré un chemin thermique optimisé, le nombre de connexions mécaniques et les besoins en

intervention humaine (pliage, soudage, et positionnement du ressort) sont élevés en comparaison de la solution de la figure 2c). Egalement, ce type de boîtier reste plus que jamais à proscrire pour les technologies émergentes de semi-conducteurs (SiC, GaN, voire même super-jonction Si) du fait d'inductance parasites élevés des contacts terminaux (typ. 10nH/contact). La solution de la Fig.2c) consiste à connecter les composants au refroidisseur à travers le circuit imprimé et la feuille isolante. Le circuit imprimé utilise typiquement des vias thermiques ou inserts métalliques pour conduire la chaleur des composants semi-conducteurs jusqu'au radiateur. Cette solution est parfaitement adaptée à des composants montés en surface (CMS) comme les TO263 aussi dénommés D²Pak [3].

Le tableau 1 présente les principaux avantages et inconvénients des solutions en plaquage direct et à travers le circuit imprimé.

Tableau 1. Comparaison des solutions de montage thermique. Les avantages et inconvénients sont indiqués par ✓ et ✗ respectivement.

	Transfert direct Fig. 2 a) et b)	Transfert par le circuit imprimé Fig. 2 c)
Circuit imprimé	Semi-conducteurs positionnés en bordure ✗ Contraintes de routage ✗ Etalement thermique difficile	-Vias thermiques ✓ Pas de sur-coût -Inserts thermiques ✓ Chemin thermique ✗ 0.2€/insert
Feuille isolante	Une petite feuille par semi-conducteur. ✓ Sur-coût limité	Une grande feuille épaisse sur toute la surface du radiateur ✗ Sur-coût ✗ Risque de bulles d'air
Radiateur	Dans le cas d'une fixation par clip, le radiateur doit incorporer le support du clip ✗ Sur-coût	Surface avec bonne planéité indispensable ✗ Contrainte mécanique élevée
Système de maintien mécanique	Système de ressort par vis ou clip ✗ Intervention manuelle	Vis simples. Le serrage doit permettre un glissement horizontal pour résorber la différence d'expansion thermique ✗ Positionnement des vis critique
Composants	Traversants dont les broches sont pliées avant d'être soudées. ✗ Lourde intervention manuelle ✗ Inadapté aux composants très rapides	CMS type D ² PAK qui sont soudés par un processus complètement automatisé. ✗ Toutes les références de semi-conducteur ne sont pas disponibles dans ces boîtiers.

Dans une approche bas-coût, notre préférence se porte sur une solution à travers le circuit imprimé car même si elle nécessite une feuille isolante de grande taille pour couvrir toute la surface de la semelle et d'épaisseur importante pour compenser d'éventuels défauts de planéité, cette solution offre des perspectives industrielles potentiellement meilleures, grâce à un assemblage complètement automatisable.

3. Analyse de la convection naturelle

3.1. Préambule

La convection naturelle résulte exclusivement d'une interaction entre des effets thermiques et mécaniques dans un fluide. La transmission du flux thermique au sein du milieu environnant (dans notre cas précis, de l'air) se manifeste par une élévation locale de température. Les particules ainsi chauffées voient leur équilibre mécanique rompu (élévation des forces de poussée) ce qui induit un déplacement mécanique ascendant. Sous ces conditions, seules les forces de frottement fluides s'opposent à ce mouvement. En dépit de l'apparente simplicité des phénomènes mis en jeu, une mise en équation rigoureuse des effets cités reste une tâche complexe. Pour cette raison, il est coutume d'utiliser des fonctions de corrélations issues à la fois de protocoles expérimentaux mais aussi d'une analyse dimensionnelle. L'analyse dimensionnelle permet de définir facilement les dépendances en température, vitesse ou longueur caractéristique des effets thermomécaniques et par conséquent les couches limites correspondantes dans lesquelles les caractéristiques du fluide se voient modifiées (Fig. 3). Dans le cas d'une plaque, les couches limites peuvent librement se développer ce qui n'est plus vrai lorsque l'on s'intéresse aux systèmes « clos » comme deux plaques en regard (typiquement un dissipateur à ailettes). Pour de faibles espacements interailettes, les couches limites thermiques se rejoignent (régime développé) ce qui se manifeste par une élévation de la température interne ainsi qu'une dégradation des performances thermiques. On comprend dès lors l'intérêt d'une optimisation de la géométrie du dissipateur. Pour des ailettes très rapprochées, la surface totale de convection est importante mais le coefficient de convection est dégradé. A contrario, des ailettes espacées n'altèrent pas le coefficient de convection mais réduisent significativement la surface déployée.

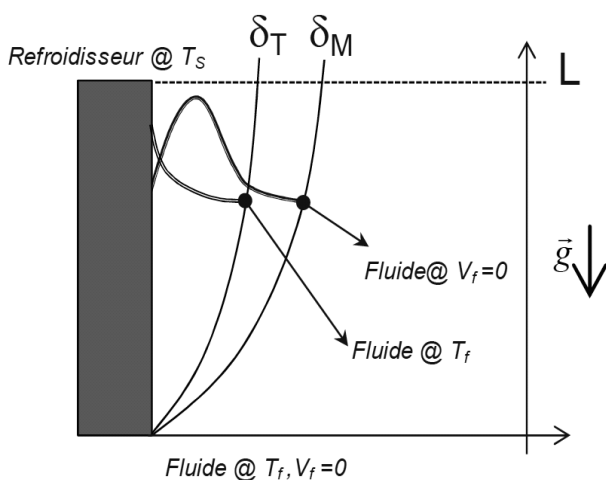


Figure 3 : Définition des couches limites thermique δ_T et mécanique δ_M (plaque)

3.2 Modèle convectif complet d'un dissipateur

Le Tableau 2 ci-dessous récapitule les grandeurs sans dimension (relatives au fluide) utilisées par la suite dans l'analyse des phénomènes convectifs (relatives au fluide).

Tableau 2. Nombres adimensionnels utilisés en analyse thermique

Nombre	Signification physique	Expression
Prandtl Pr	Viscosité / Diffusivité thermique	$Pr = \frac{\mu \cdot c_p}{\lambda}$
Nusselt Nu_L	Conduction thermique / Convection	$Nu_L = \frac{h \cdot L}{\lambda}$
Grashoff Gr_L	Force de poussée / Viscosité	$Gr_L = \frac{g \cdot \beta \cdot \Delta T \cdot L^3}{\nu^2}$

Le nombre de Rayleigh Ra_L est égal au produit $Pr \cdot Gr_L$. Pour l'air et les températures habituellement rencontrées en Electronique de Puissance, le nombre de Prandtl peut être assimilé à $Pr = 0,7$ sans erreur manifeste.

ΔT : différence de température entre refroidisseur et fluide (K)

g : constante gravitationnelle (9.81 m.s^{-2})

β : coefficient d'expansion thermique ($\approx 1/T$ pour les gaz)

ν : viscosité cinématique ($\text{m}^2.\text{s}^{-1}$)

c_p : capacité thermique massique ($\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$)

h : coefficient de convection ($\text{W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$)

λ : conductivité thermique ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$)

μ : viscosité dynamique ($\text{kg.m}^{-1}.\text{s}^{-1}$)

L : longueur caractéristique (m)

Les ailettes d'un radiateur peuvent être assimilées à une succession de plaques en regard (Fig. 4).

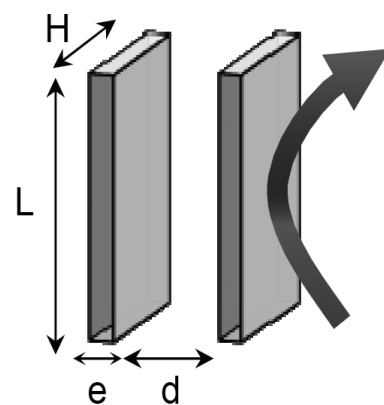


Figure 4 : Géométrie considérée pour la détermination du nombre de Nusselt et la définition d'efficacité d'ailette

D'après [4] ainsi qu'en introduisant le diamètre hydraulique D_H , le nombre de Nusselt peut alors être extrait. En s'appuyant sur [5], ce modèle donne de bons résultats sans pour autant nécessiter des calculs « complexes ».

$$D_H = \frac{2 \cdot H \cdot d}{2 \cdot H + d} \quad (1)$$

$$Nu_{D_H} = \left(\frac{576}{\left(Ra_{D_H} \cdot \frac{D_H}{L} \right)^2} + \frac{2.873}{\left(Ra_{D_H} \cdot \frac{D_H}{L} \right)^{0.5}} \right)^{0.5} \quad (2)$$

Avec :

$$\begin{cases} Ra_{D_H} = \frac{g \cdot \beta \cdot \Delta T \cdot D_H^3 \cdot P_R}{\nu^2} \\ h = \frac{\lambda \cdot Nu_{D_H}}{D_H} \end{cases}$$

Une fois le nombre de Nusselt défini, le coefficient de convection h se déduit aisément. Le calcul de la résistance thermique globale peut se faire en introduisant la notion d'efficacité d'ailettes η_{ail} [6]. Cette grandeur matérialise le ratio des flux dans le cas réel (distribution de température non homogène le long d'une ailette) et en supposant l'ailette isotherme. Cela permet ainsi de traiter simplement mais rigoureusement des systèmes pour lesquels l'épaisseur des ailettes est fine et/ou le coefficient de convection élevé par exemple. En s'appuyant sur le schéma de la Fig.4 et en supposant que l'extrémité des ailettes est adiabatique (cas le plus simple), η_{ail} vaut :

$$\eta_{ail} = \frac{\tanh(H / H_c)}{H / H_c} \quad \text{avec} \quad H_c = \sqrt{\frac{\lambda_{ail} \cdot S_{coupe}}{h \cdot Perim}} \quad (3)$$

$Perim$ est le périmètre d'une ailette : $2(e + L)$
 S_{coupe} est la surface de coupe d'une ailette : $e \cdot L$
 H_c est homogène à une longueur (m)

En nommant S_1 la surface déployée d'une ailette, N le nombre total d'ailettes et S_2 la surface de semelle en étant dénuée, les flux convectifs se déduisent aisément ainsi que la résistance thermique correspondante :

$$\begin{cases} \varphi_{ail} = N \cdot h \cdot S_1 \cdot \eta_{ail} \cdot \Delta T \\ \varphi_{sans_ail} = h \cdot S_2 \cdot \Delta T \end{cases} \Rightarrow \mathfrak{R}_{conv} = \frac{1}{h \cdot (N \cdot S_1 \cdot \eta_{ail} + S_2)} \quad (4)$$

Comme évoqué précédemment, le nombre d'ailettes N est un paramètre critique dans le dimensionnement du refroidisseur.

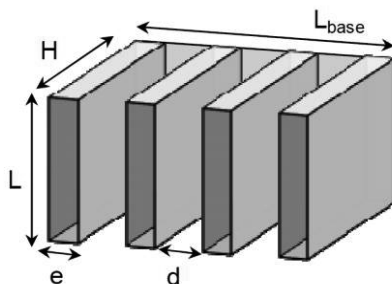


Figure 5 : Définition des grandeurs géométriques du refroidisseur

En s'appuyant sur la Fig.5, la résistance thermique \mathfrak{R}_{conv} peut être paramétrée par la variable N via les grandeurs suivantes :

Espacement entre ailettes : $d(N) = (L_{base} - N \cdot e) / (N - 1)$

Surface convective d'ailette : $S_1 = (2 \cdot H + L) \cdot e + 2 \cdot H \cdot L$

Surface sans ailettes : $S_2(N) = L_{base} \cdot L - N \cdot L \cdot e$

Coefficient de convection : $h(N) = \lambda \cdot Nu_{D_H}(N) / D_H(N)$

$$\mathfrak{R}_{conv}(N) = \frac{1}{h(N) \cdot (N \cdot S_1 \cdot \eta_{ail}(N) + S_2(N))} \quad (5)$$

3.3. Validation avec des simulations par éléments finis

L'approche analytique a été validée en utilisant un logiciel à éléments finis dédié aux études thermiques (Qfin®). Un radiateur de 135mm de largeur (L_{base}) par 235mm de longueur (L) associé à des ailettes de 40mm de hauteur (H) est retenu pour cette comparaison. L'épaisseur des ailettes est de 2mm ce qui est une valeur assurant une parfaite faisabilité industrielle.

Enfin, la température de l'air ambiant est prise égale à 40°C, celle de la semelle du radiateur à 85°C. Le rayonnement n'est pas pris en compte dans cette analyse. Comme le montre la Fig.6, les résultats obtenus avec des équations analytiques sont en accord avec la simulation et ce, quelque soit le régime hydro-thermique. Pour un nombre d'ailettes réduit, le modèle de plaque plane peut être envisagé [6]. Toutefois, il est impératif de vérifier que la distance inter-ailettes est largement supérieure aux couches limites pour rester dans le domaine de validité de ce modèle ce qui est fastidieux.

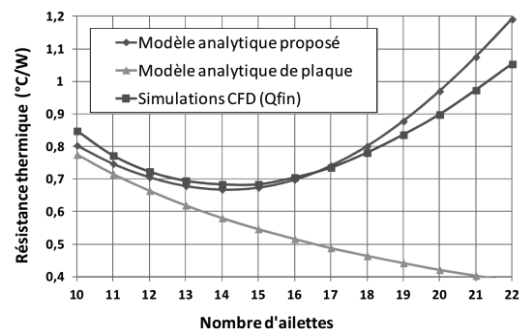


Figure 6 : Comparaison simulation / modèle en fonction du nombre d'ailettes

4. Analyse du transfert radiatif

4.1. Modèle radiatif complet d'un dissipateur

Plus particulièrement dans les systèmes refroidis par convection naturelle, le transfert radiatif contribue significativement au transfert thermique. Le flux radiatif entre une surface S à une température T et un milieu environnant à une température T_{ext} est donné par Eq.6.

$$\varphi_{rad} = \sigma \cdot \varepsilon \cdot S \cdot (T^4 - T_{ext}^4) \quad (6)$$

σ : constante de Stefan-Boltzmann ($5,67 \cdot 10^8 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-4}$)
 ε : émissivité. Pour de l'Aluminium brut, une valeur de 0,1 peut être prise. En cas de traitement de surface (anodisation), l'émissivité vaut environ 0,85 [7]

La principale difficulté dans l'analyse du rayonnement des géométries « complexes » est la détermination des facteurs de forme F_{AB} . Ceux-ci permettent d'estimer, pour des géométries données, la proportion des rayonnements émis et reçus pour des surfaces A et B en interaction. De nombreuses publications proposent des approches analytiques plus ou moins complexes pour déterminer les facteurs de forme. Dans [8], un modèle relativement simple est présenté dans le cas précis des refroidisseurs à ailettes. La comparaison à des données expérimentales obtenues sous vide [9] (pour s'affranchir de la convection) justifie la pertinence de ce modèle. En s'appuyant sur la géométrie de la Fig.5, la surface de rayonnement avec l'extérieur est

$$S_{\text{rad,ext}} = N \cdot (L \cdot e + 2 \cdot H \cdot e) + 2 \cdot H \cdot L$$

Le facteur de forme pour les zones en regard est donné par :

$$F = 1 - \frac{2 \cdot \bar{H} \cdot (\sqrt{1 + \bar{L}^2} - 1)}{2 \cdot \bar{H} \cdot \bar{L} + \sqrt{1 + \bar{L}^2} - 1} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \bar{H} = H / D \\ \bar{L} = L / D \end{cases} \quad (7)$$

Finalement, le flux radiatif s'exprime de la sorte :

$$\varphi_{\text{Rad}}(N) = \sigma \cdot (T^4 - T_{\text{amb}}^4) \cdot \left(\varepsilon \cdot S_{\text{rad,ext}} + (N-1) \cdot \frac{(d + 2 \cdot H) \cdot L}{\frac{1-\varepsilon}{\varepsilon} + \frac{1}{F}} \right) \quad (8)$$

5. Cahier des charges pour onduleur solaire de 2kW

Cette section présente les contraintes géométriques et thermiques liées à l'application choisie, et propose une méthode pour évaluer le coût d'un radiateur. Ces informations seront finalement utilisées dans la section suivante pour le dimensionnement.

5.1. Dimensions géométriques

Les dimensions externes du radiateur sont imposées par la forme du boîtier, mais aussi l'agencement entre ce dernier, le radiateur et le(s) circuit(s) imprimé(s). Un unique circuit imprimé de 285 mm de largeur et de 235 mm de longueur a été considéré. Cette surface nous a semblé suffisante pour accueillir les semi-conducteurs, leurs circuits de commande, les divers éléments de découplage ainsi que les voies de mesure.

Nous avons choisi un radiateur qui occupe le centre du circuit imprimé sur une largeur L_{base} de 50mm mais sur toute la longueur L de 235 mm. En ce qui concerne la profondeur (longueur d'ailette H + épaisseur de la semelle), des dimensions de l'ordre de 50 mm seraient

idéales pour placer des composants passifs volumineux de chaque côté du radiateur (Fig.7).

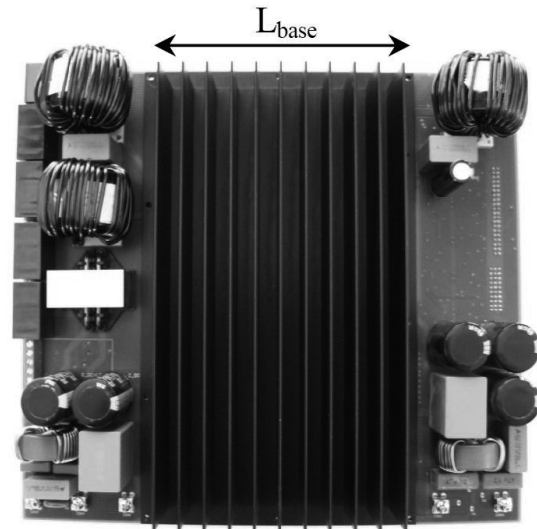


Figure 7 : Face arrière du prototype réalisé - intégration mécanique retenue

5.2. Performances thermiques

En supposant que le rendement de l'onduleur est de l'ordre de 96% dans le pire cas, la quantité de pertes à extraire avoisine 80W. Ces pertes sont générées à 20 endroits spécifiques, distribués sur la surface de la semelle. Cette division thermique est rendue possible par l'utilisation de topologies de conversion entrelacées ou multi-niveaux qui divisent les contraintes sur un plus grand nombre de semi-conducteurs. Cependant, l'étalement géométrique sur la surface du radiateur est un compromis lors du routage entre l'aspect thermique, la compacité, et la compatibilité électromagnétique.

Sous ces conditions, la température de jonction T_J des semi-conducteurs ne doit pas excéder 125°C avec une température ambiante de 40°C . Le gradient de température $\Delta T_{J-Amb} = 85^\circ\text{C}$ est partagé entre le radiateur $\Delta T_{\text{Semelle-Ailettes}}$ et $\Delta T_{\text{Ailettes-Ambiant}}$ ainsi que la connexion thermique entre la jonction et la semelle $\Delta T_{\text{Junction-Semelle}}$ (boîtier, inserts métalliques et feuille isolante).

Avec une température maximum d'ailette de 85°C (norme NFEN60335), le dissipateur doit répondre à la condition suivante :

$$\Delta T_{\text{Ailettes-Amb}} \leq 45^\circ\text{C} \quad \text{soit} \quad R_{\text{th}} \leq 0,56^\circ\text{C/W} \quad \text{pour} \quad T_{\text{amb}} = 40^\circ\text{C}.$$

6. Optimisation du profil de dissipateur

6.1. Méthodologie

Dans une analyse des coûts récente [6], un grand nombre de refroidisseurs extrudés (matière brute sans traitement de surface) de différents fournisseurs ont été comparés. Une conclusion est que le coût varie entre 6 et 10 €/kg avec une valeur moyenne de 8.2

€/kg, quelque soit la géométrie de l'extrusion (Fig. 8). En conséquence, réduire la masse est un critère pertinent pour optimiser les coûts.

Pour des systèmes à convection naturelle, la radiation peut contribuer de façon significative à la résistance thermique globale.

Des discussions avec des fournisseurs ont confirmé que le procédé de finition (peinture noire, oxydation) coûte approximativement 4 €/m².

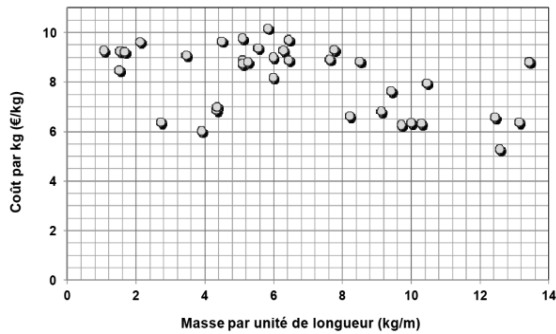


Figure 8 : Coût par kg pour divers profilés extrudés

A partir des différents modèles développés, il est désormais possible de comparer le coût de plusieurs solutions techniques respectant le cahier des charges ($R_{th} \approx 0,56^\circ\text{C/W}$).

6.2. Nombre, épaisseur et hauteur des ailettes

Dans un premier temps, intéressons nous à l'évolution des performances et du coût du refroidisseur en fonction de l'épaisseur des ailettes, le rayonnement étant occulté (aluminium brut). Dans ce contexte, l'épaisseur de la semelle ne sera pas non plus considérée, celle-ci faisant l'objet d'une optimisation ultérieure. Pour les cotes géométriques retenues (235 mm (L) x 135 mm (L_{base}) x 50 mm (H)), les résultats sont donnés dans le graphique de la Fig.9.

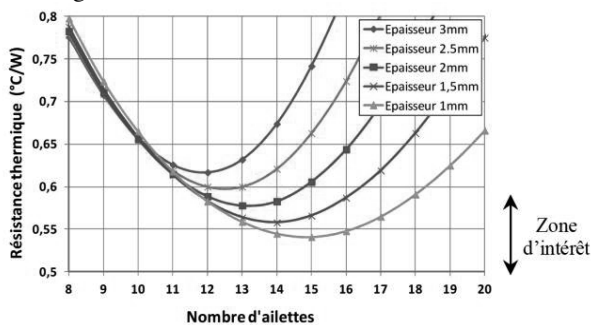


Figure 9 : Résistances thermiques pour diverses épaisseurs d'ailettes ($H=50\text{mm}$)

Comme on peut le constater, il est bien plus avantageux d'utiliser des ailettes de faible épaisseur. Ce résultat ne vaut qu'en convection naturelle car en régime forcé, l'efficacité d'ailette serait tant dégradée du fait d'un h élevé que l'augmentation de surface apparaîtrait nécessaire. Après discussions avec des fournisseurs, une épaisseur de moins de 2 mm ne peut être envisagée. En plus de fragiliser la rigidité mécanique du refroidisseur

(notamment en cas de perçages, découpes par exemple), les procédés de réalisation ne sont plus standard. L'épaisseur étant fixée et égale à 2mm, l'évolution de la résistance thermique et du coût pour différentes hauteurs d'ailettes a été considérée (Fig.8). Comme cela était prévisible, plusieurs sous-optima existent en termes de coût/performance (environ 6.5 € \pm 5% pour $R_{th} \approx 0,56^\circ\text{C/W}$). La masse totale reste inchangée entre ces différentes solutions puisque le coût est directement lié au volume de matériau extrudé. Le seul critère de la densité volumique de puissance (kW/l) donne un indéniable avantage à la géométrie dont le nombre optimal d'ailettes permet l'obtention des performances thermiques requises (dans le cas suivant, $N=13$). En terme de dimensionnement, on constate qu'à mêmes performances thermiques, il est bien plus rentable d'augmenter la hauteur des ailettes que leur nombre.

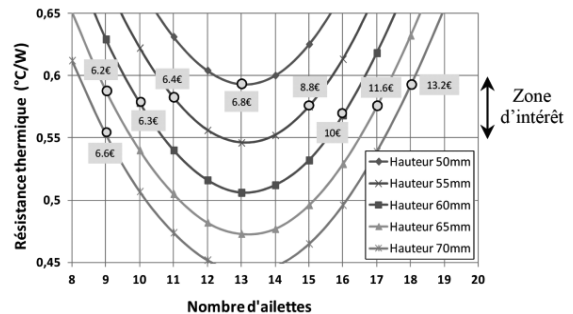


Figure 10 : Performance et coût pour différentes hauteurs d'ailettes ($e = 2\text{mm}$)

6.3. Traitement de surface

L'effet du rayonnement (état de finition du refroidisseur) reste le dernier paramètre à analyser. Suivant le même principe que la Fig.10, il est possible de comparer deux dispositifs réalisés en Aluminium brut ou avec un traitement spécifique. Dans ces deux cas, l'émissivité sera prise égale à 0,1 et 0,85[10]. Rappelons que le coût d'anodisation a été estimé à 4€/m². Les hauteurs ont été ajustées ($\pm 5\text{mm}$) pour obtenir des performances thermiques similaires. La réduction de coût est loin d'être anecdotique d'autant plus que le volume ainsi que la masse sont significativement réduites (-20% environ sur le volume par exemple). A cet égard, cette solution semble pertinente pour dimensionner un convertisseur compact à faible coût.

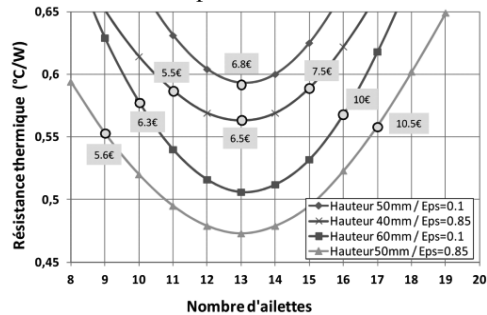


Figure 11 : Performance et coût pour différentes hauteurs d'ailettes ($e = 2\text{mm}$)

6.4. Conclusions

- Au voisinage du nombre optimal, l'épaisseur d'ailette n'a que peu d'influence sur les performances thermiques, la hauteur étant souvent plus faible que la longueur caractéristique (ailette quasi-isotherme). De facto, la faisabilité industrielle fait foi.
- Plusieurs géométries sont envisageables à un coût identique. Dans ce cas, la compacité du dispositif est le critère final de choix
- Le rayonnement participe significativement au transfert thermique global en convection naturelle. A ce titre, un traitement de surface apparaît plus rentable qu'augmenter la hauteur des ailettes et donc la masse totale extrudée.
- Le dissipateur dimensionné pour répondre au cahier des charges défini dans la Section 5 dispose de 13 ailettes de 2 mm d'épaisseur et de 40mm de hauteur. Le traitement de surface permet de diminuer la résistance thermique à 0.56°C/W avec une hauteur réduite ce qui assure ainsi une marge de sécurité utile lors du choix d'un profilé commercial se rapprochant au plus du design optimal.

7. Optimisation des chemins thermiques

Jusqu'à présent, l'effort s'est porté sur la modélisation du dissipateur, plus particulièrement des transferts convectifs et radiatifs. Dans cette section, le choix du diamètre des inserts ainsi que l'épaisseur minimale de semelle permettant de respecter les contraintes thermiques maximales sur les composants vont être discutés.

7.1. Influence de la feuille isolante

Les propriétés physiques ainsi que l'épaisseur de la feuille isolante permettent de définir aisément sa résistance thermique. Plusieurs épaisseurs sont disponibles (225µm, 250µm, 275µm et 500µm) mais la conductivité thermique des feuilles isolantes reste dans la gamme $\lambda \approx 1,3-1,8^\circ \text{C.W}^{-1}.\text{K}^{-1}$. Etant donné la grande surface de semelle et les potentiels défauts de planéité (plaquage du PCB non homogène), une épaisseur de 500µm a été retenue. Pour cette épaisseur, la conductivité thermique vaut $\lambda \approx 1,5^\circ \text{C.W}^{-1}.\text{K}^{-1}$.

Etant donné la très faible épaisseur, on supposera que le flux de chaleur ne s'épanouit pas dans la feuille (approche 1D). Les inserts métalliques ont un rayon de 3mm ou 5mm, valeurs standard pour le processus industriel. Les résistances thermiques respectives de la feuille isolante valent alors :

$$\mathfrak{R}_{interface} = \frac{epaisseur}{\lambda \cdot Surface} = \begin{cases} 4,2^\circ \text{C} / \text{W} & \text{pour } 5 \text{ mm} \\ 11,8^\circ \text{C} / \text{W} & \text{pour } 3 \text{ mm} \end{cases} \quad (9)$$

En dépit de piètres performances thermiques de l'époxy FR4 ($\lambda_{FR4} \approx 0,3^\circ \text{C.W}^{-1}.\text{K}^{-1}$), le flux thermique peut légèrement s'épanouir depuis les puces dès lors que des plans métalliques sont implantés dans la carte, ces derniers agissant alors comme des drains thermiques.

Une approche sécuritaire consiste à négliger cet effet et par conséquent à supposer la valeur préalablement calculée.

Comme on peut le constater, il est impossible d'utiliser un insert de 3mm de rayon. Avec 8W à dissiper, la différence de températures avoisinerait 90°C ce qui ne peut raisonnablement pas être retenu.

7.2. Epaisseur de la semelle

L'épaisseur de la semelle est un point très important qui définit l'effet d'épanouissement (spreading). Alors que le nombre d'ailettes et leur caractéristique influence la valeur moyenne de température en face arrière de semelle, l'effet d'épanouissement influence plutôt la présence de points chauds locaux. Si la semelle est trop fine, le flux ne peut pas s'étaler correctement et les résistances thermiques locales augmentent.

D'un autre coté, une épaisseur excessive résout le problème mais augmente considérablement le coût, la masse du radiateur se trouvant accrue. Des modèles analytiques sont disponibles dans la littérature [11-12]. Ces méthodes consistent principalement à transformer un système rectangulaire en une géométrie cylindrique de surface équivalente (puce et refroidisseur). Dans notre cas, la puce est supposée avoir le diamètre de l'insert, le flux ne s'épanouissant pas au travers de la feuille isolante.

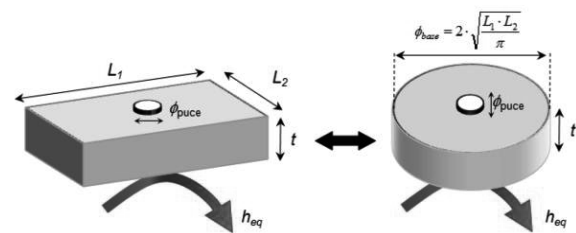


Figure 12 : Principe de la transformation permettant le calcul de la résistance d'épanouissement dans la semelle

Les résultats de ces modèles analytiques ont été comparés à des simulations par éléments finis (FEMM4.2) avant leur mise en oeuvre dans le procédé d'optimisation. Le radiateur est assimilé à un disque rayon $(235.135)^{0.5} / \pi \approx 100\text{mm}$. La figure 13 donne les résultats pour des puces de rayon égal à 3mm et 5mm, dissipant 8W. Le niveau de précision de cette approche reste tout à fait correct (erreur inférieure à 10%). On notera qu'une valeur asymptotique existe pour $D_{puce} \ll D_{radiateur}$ et lorsque l'épaisseur de la semelle $t \rightarrow \infty$. En première approche, cette valeur vaut [11] :

$$\mathfrak{R}_\infty = \frac{\sqrt{\pi}}{4} \cdot \frac{1}{\lambda \cdot \sqrt{S_{puce}}} \quad (10)$$

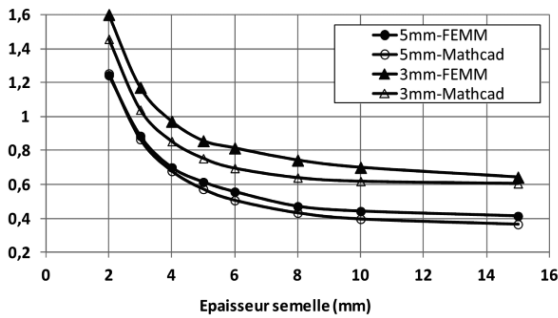


Figure 13 : Résistance thermique équivalente (°C/W) par puce en fonction de l'épaisseur de la semelle en mm : comparaison entre des simulations FEMM et les formules analytiques dans [11] (épanouissement+conduction 1D)

7.3. Résultat

A partir des différents modèles, il est désormais possible de finaliser nos choix techniques. Seule l'épaisseur de semelle reste à définir, les autres paramètres étant déjà fixés. Le prix du dissipateur étant directement lié à sa masse, l'épaisseur de semelle la plus fine permettant de valider les contraintes thermiques sur les semi-conducteurs sera retenue. La figure ci-dessous donne la répartition des contraintes thermiques sous un semi-conducteur (8W), l'ambient étant supposé à 40°C.

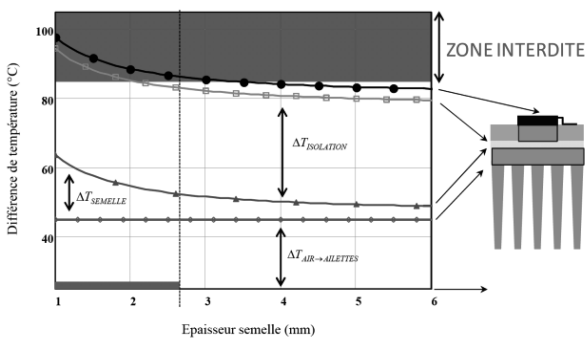


Figure 14 : Répartition des contraintes thermiques pour différentes épaisseurs de semelle (température ambiante supposé à 40°C/ pertes totales 80W)

En s'appuyant sur la Fig. 14, une épaisseur de 4mm est suffisante pour ne pas excéder 125°C au niveau de la jonction. Avec cette valeur, la masse de la semelle avoisine 350g.

Afin de diminuer le coût du prototype, un profilé extrudé ayant des caractéristiques proches de celles définies par l'optimisation a été retenu et modifié. La référence CT191 de CoolTec (Aluminium 6060) dispose d'une semelle de 5mm d'épaisseur, d'aillettes de 45mm de hauteur, 2.25mm d'épaisseur moyenne, et espacées de 12.5mm. Lors de l'usinage (Dissip'elec, France), la taille du radiateur a été réduite, et des ailettes supprimées pour réaliser un cadre sur le contour, où le boîtier pourra être vissé. L'épaisseur de la semelle a été réduite à 4 mm après usinage de planéité. Le radiateur a été anodisé pour assurer un gain additionnel par radiation. La masse finale du dispositif est de 1080g. (Fig. 15).

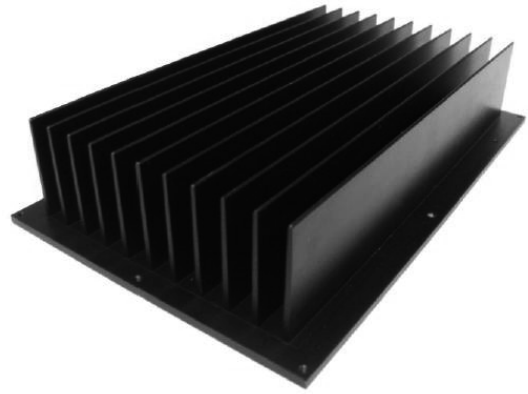


Figure.15 : Prototype de dissipateur construit à partir du profilé CT191

Théoriquement, les performances sont quasi-identiques à celles du dimensionnement optimal, la hauteur des ailettes compensant partiellement le retrait de deux d'entre elles. Une comparaison analytique sous Mathcad est donnée dans la figure 16 pour étayer le propos

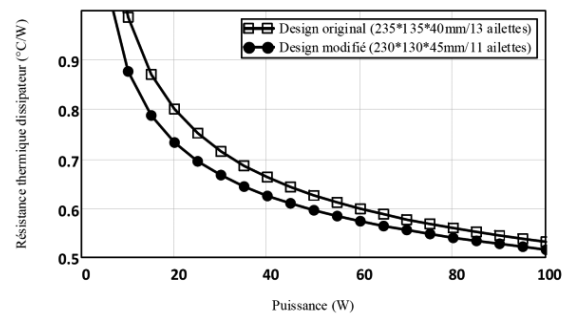


Figure 16 : Résistance thermiques (°C/W) convectives (pas de prise en compte des effets d'épanouissement) des deux dissipateurs dimensionnés

Finalement, le coût du refroidisseur se décompose suivant:

Masse ailettes et coût :	710g	→ 5.8 €
Masse semelle et coût :	350g	→ 2.9 €
Traitement de surface :	0.35m ²	→ 1.4 €
Coût total estimé :		→ 10 €

8. Résultats expérimentaux

8.1. Plateforme expérimentale

Le circuit imprimé de l'onduleur (Fig. 7 et 18) a été réalisé en prenant en compte au maximum les considérations thermiques. Les semi-conducteurs avec leurs circuits de commande rapprochés ont été positionnés sur la partie centrale en appui sur le radiateur. Les cotés sont mis à profit pour positionner les composants passifs ainsi que les éléments de mesure et de protection. Les 20 semi-conducteurs ont été positionnés pour répartir au mieux les pertes thermiques. Sous chacun d'entre eux, des inserts en cuivre massif (Ruwel International, Allemagne) ont été utilisés comme décrit dans la figure 17.

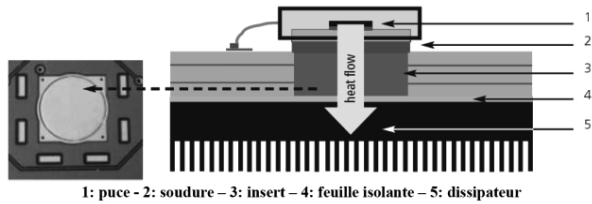


Figure 17 : Description de la technologie Inserts métallique (Inlays) [13]

Pour le test de validation thermique, une carte nue a été assemblée avec 20 résistances D²Pak permettant ainsi d'émuler les pertes générées par les composants actifs (80 Watts) (Fig. 18). Les valeurs des résistances ont été choisies pour représenter de la façon la plus précise possible les pertes estimées. Le circuit imprimé a été positionné sur le radiateur avec une feuille thermique de 500 μm d'épaisseur et de conductivité thermique $1,5^\circ\text{C}\cdot\text{W}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ (t-Global Technology série L37-5). Pour plaquer le circuit imprimé sur le radiateur, des vis M3 ont été utilisées sur le contour du radiateur et aux endroits les plus critiques, c'est-à-dire à proximité des résistances situées au centre du radiateur. Des essais préliminaires ont montré que la feuille thermique est correctement pressée quand une vis est située à moins de 4 cm. Une comparaison des coefficients d'expansion thermiques (CTE) de l'aluminium et du FR4 montre que, lorsque les températures sont raisonnablement proches ($\Delta T < 20^\circ\text{C}$), les contraintes mécaniques sont faibles et ce quelque soit les axes. Les déformations peuvent alors être résorbées par des perçages de 4 mm dans le circuit imprimé, pour positionner les vis M3.

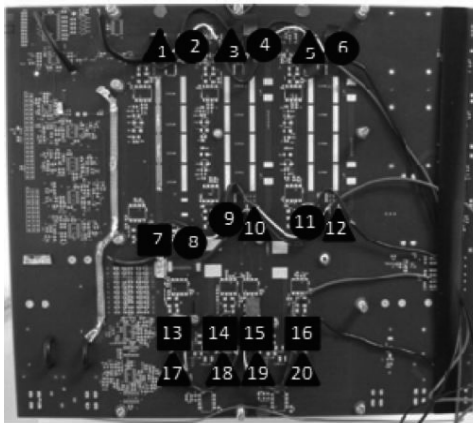


Figure 18 : Face avant du circuit imprimé équipé des résistances D²Pak pour la validation expérimentale. \blacktriangle : 2.5% . P, \bullet : 5% . P, et \blacksquare : 10% . P

8.2. Résultats

Une caméra infrarouge (Flir i50) ainsi que des thermocouples ont été utilisés pour l'analyse thermique. Cinq points repartis sur le refroidisseur (5cm de chaque angle ainsi qu'un au centre) ont été utilisés pour définir la température moyenne. Dans un premier temps, le dissipateur a été qualifié pour valider l'approche analytique présentée en Section 3 (Fig.19). Egalement, le modèle mathématique du même radiateur réalisé en

Aluminium brut est décrit. Lors des tests, la température ambiante de la pièce était de 23°C .

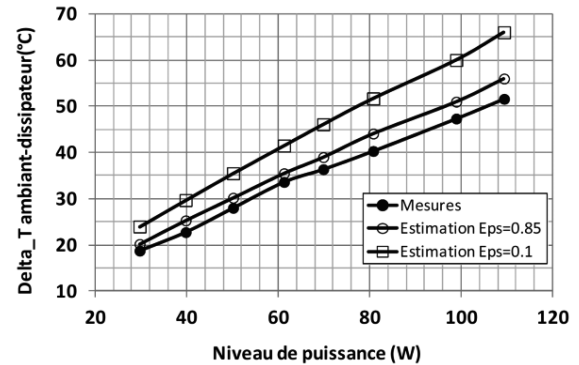


Figure 19 : Comparaison modèles-mesure pour le dissipateur dimensionné

Les résultats sont globalement conformes bien que les températures mesurées soient légèrement plus faibles que celle annoncées par le calcul analytique. Comme on peut également le voir sur la figure 20, le radiateur a une température assez homogène comprise entre 62°C aux extrémités des ailettes et 68°C au plus chaud de la semelle. La faible épaisseur de semelle a donc été bien compensée par l'étalement des pertes.

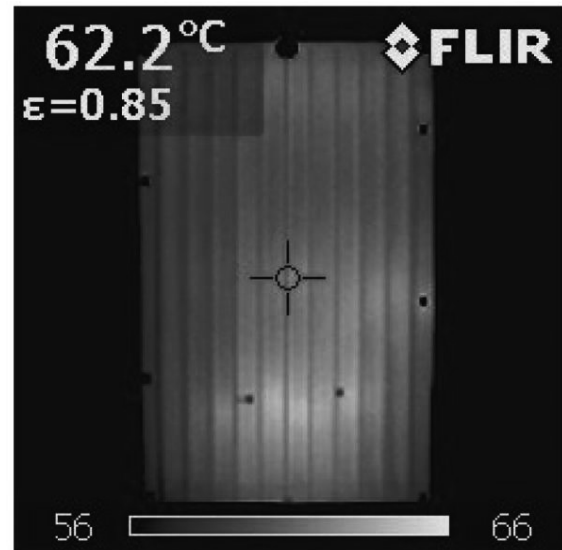


Figure 20 : Photographie infra-rouge du circuit imprimé équipé de son radiateur (face arrière).

Dans notre cas d'étude (80W dans le pire cas), le RTH équivalent est de l'ordre de $0,5^\circ\text{C}/\text{W}$, soit 10% de moins que calculé analytiquement. Cela est principalement dû au flux thermique extrait par la face avant du dispositif (capot), et ce bien que la résistance thermique du dissipateur offre un chemin privilégié. En guise d'illustration, le Tableau 3 donne les résistances typiques de l'empilement pour une surface de $235\text{ mm} \times 135\text{ mm}$.

Tableau 3. Résistances thermiques typiques

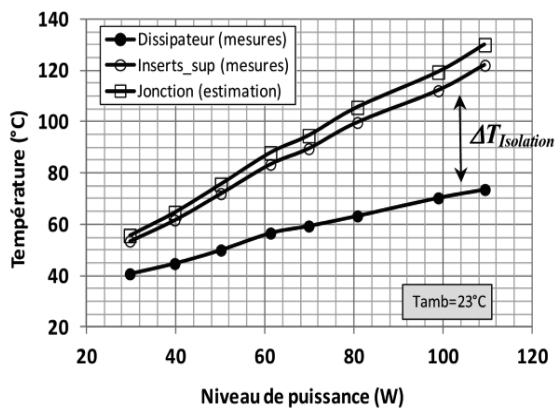
Nature	Type	Valeur
Dissipateur	Convection	0,6°C/W environ
Circuit Imprimé (CI)	Conduction	0,21°C/W
Feuille isolante	Conduction	0,011°C/W
CI vers capot	Convection	7.5°C/W avec $h=5W.m^{-2}.K^{-1}$

Pour de grandes surfaces, les résistances thermiques du circuit imprimé et de la feuille isolante sont suffisamment faibles pour considérer la partie supérieure du circuit imprimé comme isotherme. Sous ces conditions, le transfert convectif vers le capot est à considérer. A ce titre, la géométrie ainsi que la nature du matériau utilisé pour le capot n'est pas à négliger.

Un certain nombre d'inserts (côté supérieur) ont été instrumentés pour déterminer le composant le plus contraint thermiquement. Sans surprise, les composants n°7/13/14/15/16 (■) sont les plus chauds, avec une faible disparité de valeurs.

La Fig. 21 donne la température mesurée au niveau du composant n°7 (au niveau de l'insert) ainsi qu'une estimation de la température de jonction ($R_{\text{jonction} \rightarrow \text{insert}} \approx 0,45^\circ\text{C/W}$ pour le modèle de MOSFET retenu). Comme cela a été présenté dans la Fig.14, la plus forte contribution au gradient thermique provient de la feuille isolante. Une régression linéaire à partir des points expérimentaux donne une valeur de $3,9^\circ\text{C/W}$, valeur légèrement inférieure à celle calculée en 7.1 ($4,2^\circ\text{C/W}$). Cela peut notamment se justifier par le serrage mécanique qui tend à réduire localement l'épaisseur de la feuille ainsi qu'un faible épanouissement du flux thermique sur les bords de l'insert, phénomène jusqu'à présent négligé.

Pour le cahier des charges retenu (80W), la température de jonction avoisine 105°C sous un ambiant de 23°C . Dans le pire cas (40°C d'ambiant), la température maximale spécifiée (125°C) ne sera donc pas dépassée.


Figure 21 : Répartition des contraintes sur un chemin thermique (puce → air)

8.3. Perspectives

Au vu de la Fig. 14 et des résultats expérimentaux, il apparaît clairement que le point faible de la solution décrite se situe au niveau de la feuille thermique. Le $\Delta T_{\text{ISOLATION}}$ de part et d'autre de la feuille atteint 30°C pour un composant délivrant 8W. Le concepteur du système peut jouer sur 3 paramètres pour diminuer la résistance thermique équivalente de la feuille : la conductivité thermique, l'épaisseur et la surface.

Une feuille de conductivité thermique élevée (typiquement jusqu'à $6W.m^{-1}.K^{-1}$) et d'épaisseur inférieure (typiquement $250 \mu\text{m}$) peut être choisie, mais la modification de ces paramètres se fait au dépend de la tenue diélectrique et du coût. En outre, le contact thermomécanique, assuré par l'épaisseur et la souplesse, impose des contraintes lors du choix de la feuille isolante. Il serait intéressant d'étudier comment des méthodes automatisées de dépôt d'adhésif isolant sur circuit imprimé peuvent remplacer ou compléter l'utilisation de feuilles isolantes standard. Une autre approche consisterait à optimiser la surface équivalente utile de la feuille isolante. Dans ce papier, nous avons supposé l'utilisation d'inserts métalliques et négligé l'épanouissement du flux dans le FR4 du circuit imprimé. Cependant, des études exploratoires nous ont permis de montrer que l'utilisation de plans de cuivre sur la face arrière du circuit imprimé peut diminuer de façon significative la résistance thermique équivalente de la feuille isolante.

9. Conclusions

La méthodologie décrite dans l'article permet d'optimiser en termes de coûts, de volume et de performances un radiateur en convection naturelle pour des applications d'électronique de puissance. Elle a été employée pour dimensionner le système thermique d'un onduleur de 2kW. Le coût du radiateur ainsi défini est évalué à 10€ et celui de la feuille isolante recouvrant toute la surface de la semelle est d'environ 3€. Les résultats de simulation et expérimentaux valident la méthodologie de dimensionnement du radiateur.

La solution thermique est basée sur des composants semi-conducteurs montés en surface, et connectés thermiquement au radiateur à travers le circuit imprimé par des inserts métalliques. Ce choix permet l'utilisation de procédés automatisés et offre de belles perspectives industrielles, même si la feuille isolante mérite des recherches supplémentaires pour diminuer son prix, et optimiser la résistance thermique de cette interface.

10. Références

- [1] S. V. Araujo, P. Zacharias, and R. Mallwitz, "Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid connected photovoltaic systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 9, pp. 3118–3128, Sep. 2010
- [2] Bin Gu; Dominic, J.; Jih-Sheng Lai; Chien-Liang Chen; LaBella, T.; Baifeng Chen, "High Reliability and Efficiency Single-Phase Transformerless Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems," *Power Electronics*, *IEEE Transactions on*, vol.28, no.5, pp.2235,2245, May 2013
- [3] Marz, M., "Thermal management in high-density power converters," *Industrial Technology*, 2003 *IEEE International Conference on*, vol.2, no., pp.1196,1201 Vol.2, 10-12 Dec. 2003
- [4] A. Bar-Cohen, and W. M. Rohsenow, 1984, "Thermally Optimum Spacing of Vertical, Natural Convection Cooled, Parallel Plates", *ASME Journal of Heat Transfer*, Vol. 106, pp. 116-124.
- [5] Golnoosh M. , " Natural Convective Heat Transfer from Interrupted Rectangular Fins", Thesis submitted in partial fulfilment of the requirements for the degree of Master of Applied Science, Simon Fraser University, 2012
- [6] R. Remsburg, "Thermal design of Electronic equipment", *CRC Handbook*, 2001
- [7] Aavid Thermalloy. "Effects of Anodization on Radiational Heat Transfer". Internet: <http://www.aavid.com/product-group/extrusions/na/anodize>, accessed May 15, 2014.
- [8] Y. Shabany, "Radiation Heat Transfer from Plate-Fin Heat Sinks" *Proceedings of 24th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium (SemiTherm 24)*, March 16 - 20, 2008, San Jose, CA, Pages 133 - 137.
- [9] Rea, S. and West, S., "Thermal Radiation from Finned Heat Sinks," *IEEE Transactions on Parts, Hybrids and Packaging*, Vol. PHP-12, No. 2, Juin 1976, pp. 115 – 117
- [10] Lefevre, G.; Rambaud, L.; Foube, L.; Mollov, S., "Lowcost designs for domestic photovoltaic applications," *Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013 15th European Conference on, vol., no., pp.1,10, 2-6 Sept. 2013
- [11] S. Song, S. Lee, and V. Au, "Closed-form equation for thermal constriction/spreading resistances with variable resistance boundary condition," *Proc. 1994 IEPS Tech. Conf.*, pp. 111–121, 1994.
- [12] Yovanovich, M. M., Culham, J. R., and Teertstra, P. M., "Analytical Modeling of Spreading Resistance in Flux Tubes, Half Spaces and Compound Disks," *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology-Part A*, Vol. 21, No. 1, 1998, pp. 168–176..
- [13] B. Heinz, "Heat management of circuit boards", *Technical Report*, Würth

GaN, une alternative au SiC pour les applications domotiques?

Amira SOUGUIR-AOUANI

Université de Lyon, CNRS, Laboratoire Ampère, INSA-Lyon, UMR 5005, F-69621, France

amira.aouani@insa-lyon.fr

Résumé : Dans cet article, nous étudions les différents principes pour concevoir une nouvelle génération de redresseur Schottky de puissance en Nitrure de Gallium (GaN). Nous avons arrêté notre choix sur une structure de diode Schottky pseudo-verticale en GaN sur un substrat en silicium, ayant une tenue en tension de 600V. Pour cela, nous avons identifié les étapes critiques du procédé de fabrication. Une grande partie des travaux de recherche consiste à optimiser cette structure. Pour cela, nous avons étudié l'influence des paramètres technologiques et géométriques sur le compromis « tenue en tension / résistance passante spécifique ». Nous avons également étudié l'impact des protections périphériques afin d'assurer la tenue en tension du composant. Finalement, les résultats de simulation sont comparés avec les mesures expérimentales des structures de test afin de valider les paramètres des modèles de simulation.

Mots-clés : Nitrure de Gallium GaN, grand gap, diode Schottky, structure pseudo-verticale, substrat en silicium, résistance passante spécifique, tenue en tension en inverse, modèles de simulation.

1. Introduction

Commercialement, le silicium est le semi-conducteur le plus utilisé du fait de son développement technologique et de ses propriétés électriques et physiques. Néanmoins, le silicium atteint ses limites physiques pour les applications en électronique de puissance nécessitant de forts courants et des tensions élevées. L'évolution des besoins en électronique de puissance de plus en plus exigeants demande l'utilisation de nouveaux matériaux, plus à même de répondre aux problématiques de l'électronique en haute température, haute tension et haute fréquence. Le carbure de silicium (SiC) a longtemps été considéré comme le candidat idéal pour succéder au silicium. Cependant, son coût élevé a contraint les chercheurs et les industriels à se tourner vers un autre semi-conducteur. Le GaN s'est présenté alors comme le candidat idéal. Ainsi il présente d'excellentes propriétés physiques, il possède une large bande interdite (3,43 eV à 300K), un champ critique très élevé (10 fois supérieur à celui du silicium) et une vitesse de saturation des électrons élevée, qui font de ce matériau la solution idéale pour les applications de grande puissance, haute fréquence et haute température [1-4]. La croissance de ce matériau reste difficile et onéreuse et pousse les laboratoires ainsi que les industriels à s'orienter vers du GaN épitaxié sur substrat bas coût comme le silicium.

L'objectif du projet de la thèse est de réaliser dans un matériau GaN épitaxié sur un substrat silicium, un démonstrateur réalisant la fonction redresseur avec un calibre en tension de l'ordre de 1 kV. Ainsi, dans le cadre de précédents développements de redresseurs Schottky en Nitrure de Gallium, une première génération de redresseur Schottky a été conçue et caractérisée [5]. Certaines briques technologiques élémentaires pour la réalisation de tels dispositifs ont été étudiées précédemment tels que le contact ohmique [6-8], le

contact Schottky [9-10] et l'implantation ionique [11-12]. La corrélation des propriétés électriques des diodes de première génération avec les simulations par éléments finis permettra de définir de nouvelles structures innovantes avec une densité de puissance améliorée.

2. Présentation de la structure de la diode pseudo-verticale sur un substrat silicium

La structure de la diode pseudo-verticale représentée sur la figure 1 est composée d'un substrat silicium, avec une couche tampon à base d'AlN, puis d'une première couche de GaN de type-n fortement dopée avec du silicium et finalement, d'une couche de type n également faiblement dopée. Un anneau de garde de type-p et une gravure mesa seront utilisés pour la protection périphérique. Les technologies utilisées actuellement pour fabriquer cette structure de diode pseudo-verticale se basent sur une étape d'implantation pour créer l'anneau de garde P + [5] suivie d'une étape de gravure pour atteindre la couche fortement dopée, ensuite des étapes de dépôt d'oxyde et de métaux afin de réaliser les deux contacts ohmique et Schottky. Le titane et l'aluminium (Ti/Al) sont utilisés pour le contact ohmique [6-8] ainsi que le nickel et l'or (Ni + Au) pour le contact Schottky [5-9-10]

Le dopage de la zone P se fait par implantation de Mg mais le problème est que cette implantation est difficile à réaliser. En effet, l'implantation ionique génère de nombreux défauts dans le GaN. Afin de réparer ces défauts et d'activer les atomes implantés, un traitement thermique (recuit) à haute température doit être effectué. Or la surface du GaN commence à se dégrader dès 850°C. Il est donc nécessaire d'envisager l'usage d'une couche de protection (« caplayer ») avant le recuit d'activation [11-13].

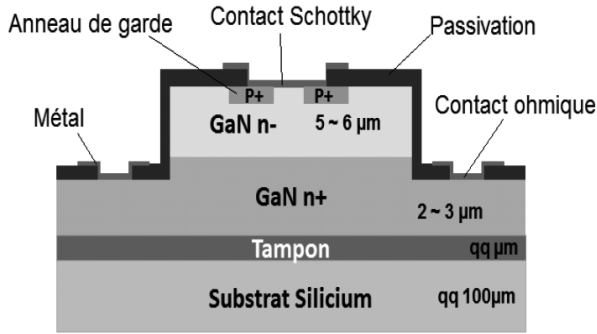


Figure 1 : structure de la diode Schottky pseudo-verticale en GaN.

Le GaN sur substrat silicium permet d'obtenir des diodes Schottky à plus faible coût que le SiC, cela permet aussi d'introduire le fait qu'il est nécessaire de faire des composants quasi-verticaux, mais le problème de la réalisation de couches de GaN épaisses sur un substrat silicium limite la tenue en tension des diodes GaN/Si à environ 600V voire 1.2kV dans les prévisions.

3. Adaptation des paramètres des modèles de simulation

Les simulations électriques sont faites avec un simulateur numérique de type éléments finis (SENTAURUS) [14].

L'obtention d'une modélisation correcte et précise de la diode Schottky en GaN, nécessite l'adaptation des paramètres des modèles de simulation au GaN. Pour cela, une étude bibliographique sur les structures en GaN a été effectuée. Elle a permis d'extraire les principales propriétés physique et électrique du GaN afin de renseigner les paramètres des modèles physiques du simulateur. Les modèles physiques les plus importants que nous avons utilisés au cours de la simulation sont résumés dans le tableau 1 et sont : la bande d'énergie interdite, les coefficients d'ionisation, la durée de vie des porteurs, la mobilité des porteurs, l'ionisation incomplète des impuretés dopantes et la conductivité thermique.

Tableau 1. Principaux modèles physiques de simulation

Grandeur considérée	Formules analytiques des modèles utilisés en simulation	Références
Bande d'énergie interdite	$E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{(T + \beta)}$ $E_g(0) = 3,4 \text{ eV} \quad \alpha = 7.4 \times 10^{-4} \text{ eVK}^{-1} \quad \beta = 6 \times 10^2 \text{ K}$	Bennet Wilson [15]
Mobilité des porteurs	$\mu_n(N_{tot}, T) = \mu_{min1} + \frac{\mu_{max} \left(\frac{T}{300}\right)^\alpha - \mu_{min2}}{1 + \left(\frac{N_{tot}}{N_{ref}}\right)^\gamma}$	Caughey et Thomas [16]
Intégrale d'ionisation	$\alpha_n(F) = \gamma a_n e^{\frac{\gamma b_n}{F}} \quad \alpha_p(F) = \gamma a_p e^{\frac{\gamma b_p}{F}} \quad \gamma = \frac{\tanh\left(\frac{\hbar\omega_0}{2kT_0}\right)}{\tanh\left(\frac{\hbar\omega_0}{2kT}\right)} \quad \hbar\omega_0 = 120 \text{ meV}$ $a_n = 2.9 \cdot 10^8 \text{ cm}^{-1} \quad a_p = 1.34 \cdot 10^8 \text{ cm}^{-1}$ $b_n = 3.27 \cdot 10^7 \text{ Vcm}^{-1} \quad b_p = 2.03 \cdot 10^7 \text{ Vcm}^{-1}$	Chynoweth [17] Konstantinov [18]
Durée de vie des porteurs	$\tau(N_{tot}) = \tau_{min} + \frac{\tau_{max} - \tau_{min}}{1 + \left(\frac{N_{tot}}{N_{ref}}\right)^\gamma}$ $\tau_{min} = 0 \quad \tau_{max} = 4 \cdot 10^{-9} \text{ s} \quad \gamma = 1 \quad N_{ref} = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$	Scharfetter [19]
Ionisation incomplète	$N_D^+ = \frac{N_D}{1 + g_D \left(\frac{n}{n_1}\right)} \quad \text{avec} \quad n_1 = N_c \exp\left(\frac{E_c - E_d}{kT}\right)$ $N_A^- = \frac{N_D}{1 + g_A \left(\frac{p}{p_1}\right)} \quad \text{avec} \quad p_1 = N_v \exp\left(\frac{E_a - E_v}{kT}\right)$ $E_c - E_d = E_{D,0} - \alpha_p N_{tot}^{\frac{1}{3}}$ $E_{D,0} = 0,0297 \text{ eV}, \quad \alpha_p = 2.59 \cdot 10^{-8} \text{ eVcm}, \quad g_D = 2$ $E_a - E_v = E_{A,0} - \alpha_n N_{tot}^{\frac{1}{3}}$ $E_{A,0} = 0,054 \text{ eV}, \quad \alpha_n = 3.110 \cdot 10^{-8} \text{ eVcm}, \quad g_A = 2$	Fermi-Dirac [20]
Conductivité thermique	$\lambda(T) = a + bT + cT^2$ $a = 1.3 \text{ W/(Kcm)} \quad b = 0 \text{ W/(K}^2\text{cm)} \quad c = 0 \text{ W/(K}^3\text{cm)}$	Modèle SENTAURUS [21]

A titre d'exemple, nous allons détailler la méthode employée pour adapter le modèle de la mobilité.

3.1. Modèle de la mobilité des porteurs

Le modèle de mobilité que nous utilisons en simulation est une formulation analytique proposée par Caughey et Thomas [16] adaptée au GaN. Elle permet de décrire la variation de la mobilité en fonction de la concentration totale de dopants ionisés et de la température par la relation (1).

$$\mu_{n,p}(N_{tot}, T) = \mu_{min1} + \frac{\mu_{max} \left(\frac{T}{300} \right)^{-\xi} - \mu_{min2}}{1 + \left(\frac{N_{tot}}{N_{ref}} \right)} \quad (1)$$

- N_{tot} : Concentration totale de dopants ionisés
- T : Température absolue :
- N_{ref} : Concentration de référence

Les paramètres de l'équation (1) ont été ajustés par rapport à quelques valeurs de mobilité présentes dans la littérature [22-26]. La figure montre les courbes ajustées pour la mobilité des électrons.

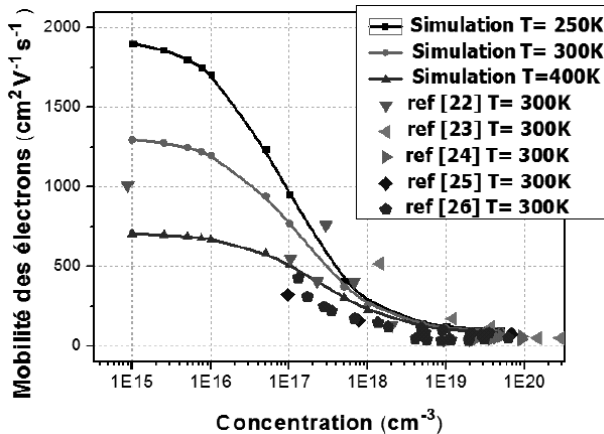


Figure 2 : courbes ajustées de la mobilité des électrons en fonction de la concentration, pour différentes températures.

Les paramètres correspondants aux courbes de la figure 2 sont consignés dans le tableau 2 ci-dessous.

La mobilité est dépendante de la concentration et de la température. En effet, plus le dopage du matériau est élevé, plus la mobilité va chuter, ce qui est le cas de tous les semi-conducteurs. On constate également que la variation de la température affecte la mobilité des électrons. En effet, l'augmentation de la température diminue la mobilité des électrons. La connaissance de ce paramètre sur une large gamme de dopage est critique

pour permettre une extraction correcte de la résistance à l'état passant de la diode Schottky. Des mesures de type TLM et C(V) permettront également de contribuer à la connaissance de la variation de la mobilité en fonction de la température pour quelques valeurs de dopage donné. Ces valeurs correspondront aux couches optimisées pour obtenir des tenues en tension de l'ordre de 600V et 1.2kV. Les paramètres des modèles de simulation peuvent être validés en comparant les caractéristiques obtenues par simulation et les caractéristiques mesurées sur des composants issus d'études antérieures et de la bibliographie.

4. Optimisation de la structure de la diode Schottky

4.1. Influence des paramètres technologiques et géométriques sur R_{on}/V_{br}

Dans le but d'optimiser les paramètres technologiques de la structure géométrique interne de la diode Schottky en GaN, une série de simulation basée sur la variation de ces paramètres est engagée. Dans ce contexte, nous allons analyser l'influence des paramètres géométriques et technologiques sur la résistance spécifique à l'état passant R_{on} et sur la tenue en tension de la diode Schottky en GaN. La figure 1 présente la géométrie du démonstrateur actuellement fabriqué. C'est sur cette base que nous allons travailler afin d'optimiser ses performances. L'identification des paramètres sensibles dans la structure actuelle a montré un fort impact de l'épaisseur de la zone fortement dopée sur la résistance à l'état passant et aussi l'impact du dopage de l'anneau de garde sur la tenue en tension de la diode.

4.1.1 Impact de l'épaisseur de la zone fortement dopée N+ sur R_{on}

La figure 3 illustre la variation de la résistance en fonction de l'épaisseur de la zone fortement dopée (ep_{cath}). Nous constatons que l'épaisseur de cette zone a un fort impact sur la résistance R_{on} . En effet pour des épaisseurs de ep_{cath} inférieures à 4 μ m, nous avons une grande variation de R_{on} allant de 42 à 14 m Ω .cm², puis pour des épaisseurs de ep_{cath} supérieures à 4 μ m la variation de la résistance est plus faible. Nous constatons que l'épaisseur et le dopage de la zone fortement dopée favorisent la diminution de R_{on} mais, pour des raisons de limites technologiques, il est difficile de réaliser des épaisseurs supérieures à 3 μ m avec un fort dopage

Tableau 2. Paramètres du modèle de la mobilité.

Porteurs	$\mu_{max}(cm^2V^{-1}s^{-1})$	$\mu_{min1}(cm^2V^{-1}s^{-1})$	$\mu_{min2}(cm^2V^{-1}s^{-1})$	$N_{ref}(cm^{-3})$	α	ξ
Electrons	1200	85	75	9.5×10^{16}	0.55	0.75
Trous	20	33	0	8.0×10^{16}	0.55	0.70

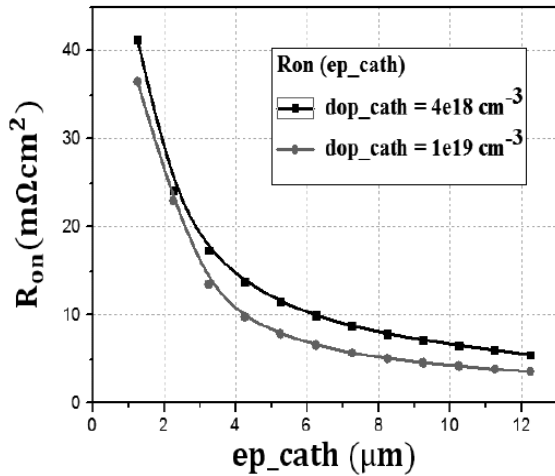


Figure 3 : variation de la résistance R_{on} en fonction de l'épaisseur de la zone fortement dopée (ep_{cath}) pour deux valeurs de dopage.

La figure 4 illustre la distribution de la densité de courant des électrons dans la structure de la diode pour une épaisseur $ep_{cath} = 2\mu m$, polarisée en direct avec une tension $V_F = 1.5V$. On constate que la densité de courant des électrons est bien plus importante dans la zone N+ (région C et D) que dans la zone N- (région A et B). On peut remarquer que la densité de courant dans la zone N- reste intéressante à proximité de l'anneau de garde, en région B, par rapport à la région A. Une coupe C1 verticale dans la zone faiblement dopée N- et aussi une coupe C2 horizontale dans la zone fortement dopée N+ dans la partie où la densité de courant est maximale, nous permet de visualiser la variation du potentiel dans les couches N- et N+.

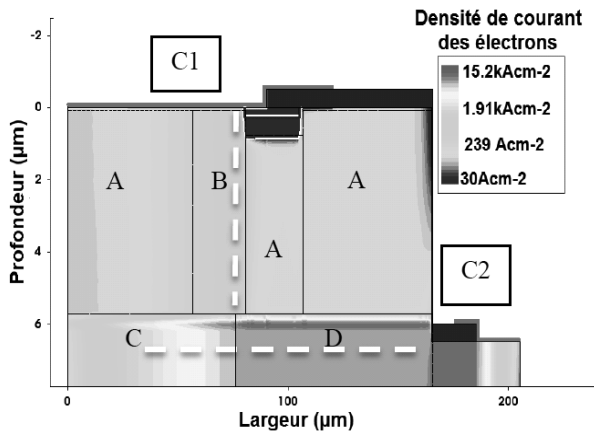


Figure 4 : distribution de la densité de courant des électrons dans la structure de la diode polarisée sous 1.5V pour une épaisseur de la couche N+ de 2 μm . et un dopage de $4 \times 10^{18} cm^{-3}$

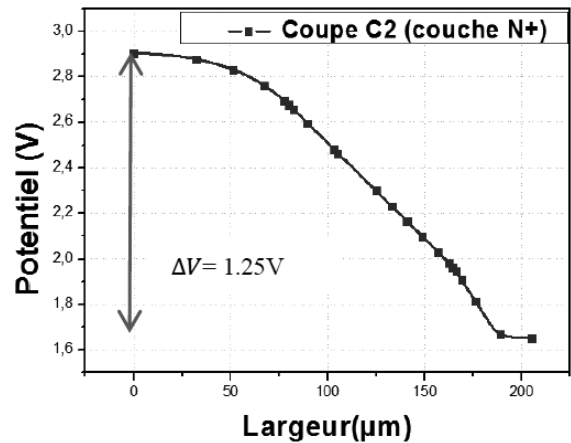
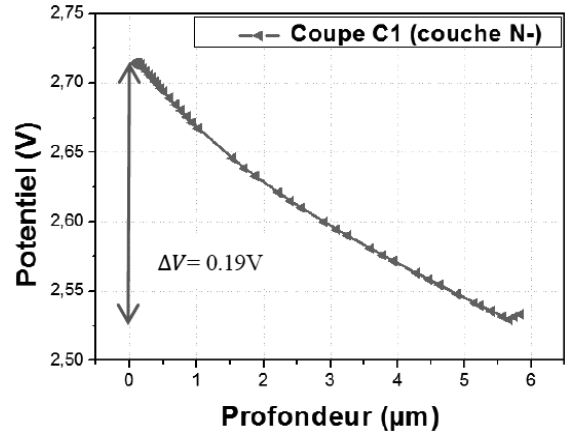


Figure 5 : distribution du potentiel dans la couche N- (à gauche, coupe C1 verticale) et dans la couche N+ (à droite, coupe C2 horizontale).

La figure 5 montre que pour une polarisation en direct de la diode Schottky de 1.5V nous avons une différence de potentiel de 0.19V dans la couche faiblement dopée N- ce qui correspond à 13% de la tension appliquée, et par conséquent une différence de potentiel de 1.25V dans la couche fortement dopée N+ ce qui correspond à 83% de la tension appliquée. Cela signifie qu'une grande partie de la résistance provient de la couche (N+).

4.1.2. Influence de la protection périphérique (dopage de l'anneau de garde) sur la tenue en tension V_{br}

La figure 6 illustre la variation de la tenue en tension en fonction du dopage de l'anneau de garde. On observe une variation non linéaire de la tenue en tension en fonction du dopage de l'anneau de garde. Ainsi, l'augmentation du dopage de l'anneau de garde favorise l'augmentation de la tenue en tension de la diode. Pour des raisons de limites technologiques, il est difficile de réaliser un fort dopage de la zone P par implantation de Mg.

Tableau 3. Variation de la densité de courant pour différentes régions la structure de la diode.

	A	B	C	D
Densité de courant des électrons J ($kAcm^{-2}$)	$0,09 < J < 0,31$	$0,31 < J < 1,47$	$2,97 < J < 5,00$	$4,72 < J < 10,90$

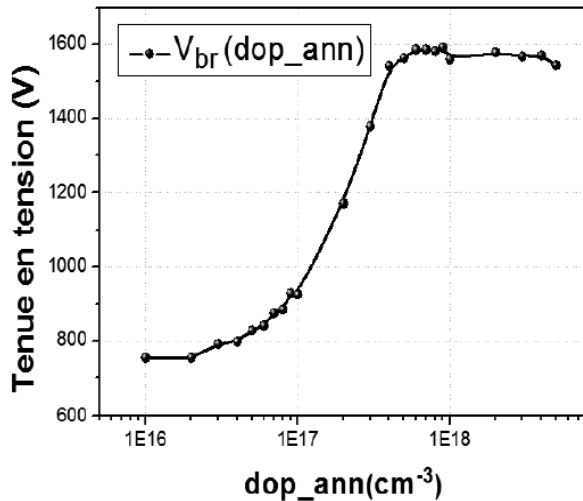


Figure 6 : variation de la tenue en tension en fonction du dopage de l'anneau de garde.

Dans le but d'illustrer l'effet de la protection périphérique de l'anneau de garde, nous avons visualisé la distribution de l'ionisation par impact ainsi que la distribution des lignes équipotentielles dans la structure de la diode pour deux valeurs du dopage de l'anneau de garde : 10^{17}cm^{-3} et 10^{18}cm^{-3} . Pour un dopage de 10^{18}cm^{-3} nous observons que l'anneau de garde améliore la tenue en tension de la diode. En effet, il permet de repousser les lignes de champ au-delà de la zone de terminaison du contact métallique, zone où le champ électrique est le plus fort, ainsi il permet de réduire le courant de fuite dans la structure. Pour des faibles valeurs du dopage de l'anneau de garde à 10^{17}cm^{-3} , la tenue en tension est de 600V. Nous en déduisons donc que l'anneau de garde ne joue pas son rôle de protection périphérique, car en effet nous observons le claquage dans la zone de terminaison du contact métallique. De plus, on trouve les mêmes tenues en tension que pour des structures de test dont les anneaux de garde n'ont pas été activés. La figure 8 présente, une coupe horizontale du champ électrique le long de l'anneau de garde, permettant de repérer les pics de champ et les zones de claquage dans la structure. Dans le cas de faible dopage le pic du champ se situe à la zone de terminaison du contact métallique mais par contre à fort dopage le pic du champ se situe aux extrémités de l'anneau de garde.

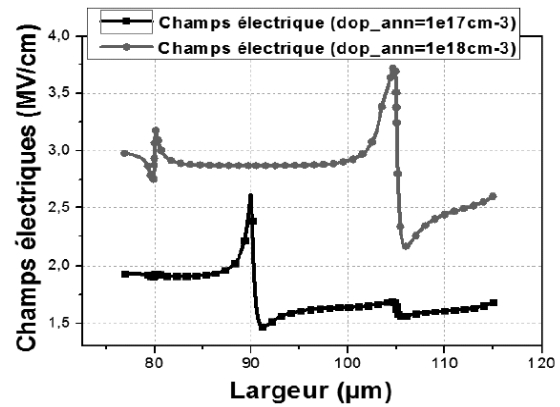


Figure 8 : coupe horizontale du champ électrique le long de l'anneau de garde.

5. Comparaison des simulations avec les mesures expérimentales

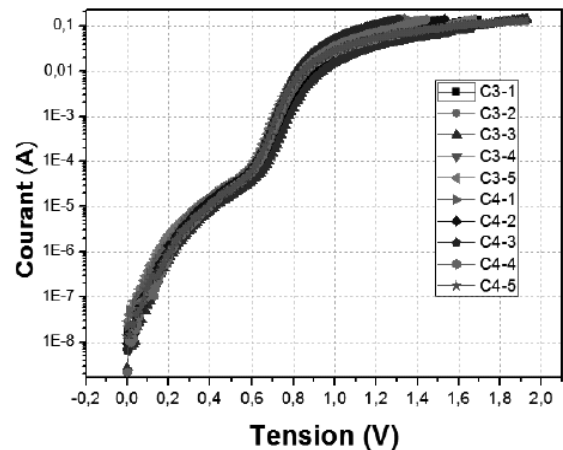


Figure 9 : caractéristiques statiques en direct des structures de test.

La figure 9 présente les mesures expérimentales de caractéristique statique en direct sur des structures de test. On constate un comportement redresseur avec des hauteurs de barrière autour de 0,8eV. Nous observons, aussi, en polarisation directe, une double barrière. Nous avons attribué ce comportement à une fine couche d'oxyde natif de gallium présente à l'interface métal/semi-conducteur ou à différentes phases métalliques qui constituent le contact Schottky.

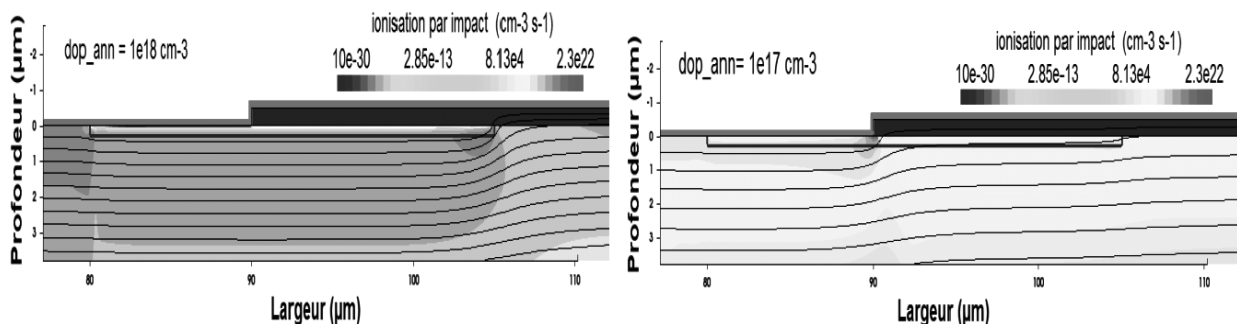


Figure 7 : distribution de l'ionisation par impact et des lignes équipotentielles dans la structure de la diode. Dopage de l'anneau de 10^{18}cm^{-3} à gauche et 10^{17}cm^{-3} à droite.

La qualité de ce contact et les performances d'une diode Schottky peuvent se mesurer grâce à plusieurs paramètres électriques comme la hauteur de barrière, le facteur d'idéalité et la constante de Richardson.

Nous avons comparé nos simulations avec les mesures des caractéristiques statiques en direct des structures de test, afin de valider les modèles de simulation. La résistance dynamique mesurée est $R_{\text{dyn_mes}} = 17 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$ pour une valeur simulée $R_{\text{dyn_sim}} = 21 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}^2$, soit un écart de 19%. Cet écart peut être attribué à une incertitude sur le modèle de mobilité. En effet des mesures de résistivité, (sur des plaques N+ en GaN d'épaisseur $2 \mu\text{m}$ et de dopage de $4,5 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ sur un substrat en silicium), ont donné une valeur de résistance carrée $R \approx 35 \Omega$ correspondant à une résistivité $\rho_{\text{mes}} = 7 \text{ m}\Omega \cdot \text{cm}$. Le modèle analytique donne une résistivité ρ_{sim} de $10,7 \text{ m}\Omega$ (écart de 30%), conduisant à une surestimation de la valeur de la résistance dynamique. Compte tenu du fait que la contribution simulée de la couche N+ à la résistance dynamique est de l'ordre de 80%, il est crucial d'extraire le modèle de mobilité du matériau utilisé pour la fabrication des diodes de puissance. Pour prédire plus précisément les contributions respectives des différentes couches d'une diode à la résistance à l'état passant.

6. Conclusion

Dans cet article, nous avons identifié les paramètres sensibles de la structure de diode Schottky en GaN actuelle et étudié leur impact sur le compromis « tenue en tension / résistance passante spécifique ». Nous constatons que l'augmentation d'épaisseur et du dopage de la zone N+ favorise la diminution de R_{on} ainsi que le dopage de l'anneau de garde augmente la tenue en tension. Nous avons cherché à valider les modèles des simulations en comparant nos simulations avec les mesures expérimentales des structures de test, et nous avons réalisé quelques mesures, sur des plaques N+ sur un substrat en silicium afin d'extraire les paramètres physiques du GaN et d'adapter les paramètres des modèles de simulation. Il reste maintenant à réaliser des structures de test afin d'étudier l'influence des paramètres technologiques et géométriques sur le compromis « tenue en tension / résistance passante spécifique ».

Remerciement : Ces travaux sont financés dans le cadre du programme économie numérique des Investissements d'Avenir. Ils se déroulent dans le cadre du programme « Tours 2015 », lauréat du premier appel à projets « Nanoélectronique », et porté par ST-Microelectronics.

Références bibliographiques

- [1] M.S. Shur, "GaN based transistors for high power applications. Solid-State Electron", Vol. 42, No. 12, pp. 2131, (1998)
- [2] M. Trivedi, K. Shenai, "Performance evaluation of high-power wide band-gap semiconductor rectifiers". J Appl Phys. Vol. 85, No. 90, pp. 6889, (1999).
- [3] M.A. Khan, X. Hu, "AlGaIn/GaN metal oxide semiconductor heterostructure field effect transistor". IEEE Electron Device Lett, Vol. 21, No. 2, pp. 63, (2000).
- [4] S.J. Pearton, F. Ren, "Fabrication and performance of GaN electronic devices". Vol. 30, pp. 55, (2000)
- [5] O. Menard, "Développement de briques technologiques pour la réalisation de diodes Schottky sur Nitrure de Gallium", Thèse, Université François-Rabelais de tours, (2010).

Introduction sur les composants GaN pour la gestion des énergies renouvelables

Farshid SARRAFIN-ARDEBILI

Laboratoire G2Elab, UMR5269, CNRS/ UJF/ Grenoble INP
11 Rue des mathématique, BP 46, 38402 Saint Martin D'Hères, France
Farshid.sarrafin@gmail.Com

Résumé : Dans le but de gérer la consommation et ainsi que la production efficace des énergies renouvelable, l'utilisation des systèmes de conversion d'énergie est devenue indispensable. Dans ce contexte les transistors en nitrure de gallium pour une densité de puissance commutée très important offrent des nouvelles possibilités et ils tirent vers le haut la gestion efficace des énergies renouvelable. Toutefois cette nouvelle possibilité passe par une gestion efficace et une encapsulation et les interconnexions optimales. Cet article va vous présenter l'approche retenue d'un driver spécifique intégré monolithique et synchronisé pour les composants GaN appliqué dans un contexte précis.

Mots-clés : GaN, Driver, Intégration monolithique, Photovoltaïque, Pilotage au courant, Dual Active Bridge (DAB)

1. Introduction

L'augmentation de l'efficacité énergétique des convertisseurs statiques adaptés aux énergies renouvelables passe par une diminution des pertes au sein du module de puissance d'une part, et par la considération d'architectures distribuées d'autre part et enfin par l'augmentation de la disponibilité de fonctionnement à coût maîtrisé.

Aujourd'hui, la taille des convertisseurs est diminuée en utilisant des fréquences de découpage plus élevées et des composants de puissance fonctionnant à plus haute température. La gestion thermique est devenue un point critique pour les composants actifs à cause des pertes de commutation plus importantes.

Les transistors de puissance en Nitrure de Gallium (GaN) ont ouvert de manière naturelle des nouvelles possibilités pour les convertisseurs de puissance à :

1. Diminution des pertes par conduction et par commutation à fréquence identique et mêmes calibres par rapport à des composants Si ou SiC.
2. Diminution des exigences de la dissipation de chaleur.

Les composants à semi-conducteur de type GaN ouvrent des perspectives de ruptures technologiques pour la gestion des systèmes de production électrique à base d'énergie renouvelable.

Toutefois ces possibilités exigent de maîtriser et d'améliorer le pilotage et le contrôle efficace pour atteindre les hauts rendements et les hautes densités de puissance. Aussi, une encapsulation optimale est très importante et leur utilisation dans les conditions optimales passe nécessairement par la mise en place de nouvelles solutions de packaging adaptées à leurs caractéristiques propres.

Dans le contexte innovant lié à l'émergence des cellules PV à concentration, la mise au point de ce type de

technologie est incontournable tout en restant particulièrement ambitieuse.

L'objectif de la thèse est la conception d'un circuit intégré monolithique de commande rapprochée du convertisseur. Le circuit intégré comprend le driver global pour un onduleur 4 segments à base de composants GaN, sans diode de roue libre. L'idée est d'optimiser la commutation GaN-GaN des bras de pont en approchant d'un temps mort à zéro. Ce type de commutation est une opportunité pour optimiser les performances en commutation et en conséquence de pouvoir retirer les diodes de roue libre actuellement implantées. La littérature perpétue le constat que les diodes de roue libre sont indispensables compte tenu des commandes rapprochées mises en oeuvre. Une plus-value du projet est donc la démonstration de la faisabilité d'un onduleur très haute fréquence de découpage sans diode, grâce à une commande rapprochée idoine. Seule une technologie intégrée avec les interconnexions puissance / commande de haute qualité et performante peut permettre d'atteindre cet objectif.

L'approche retenue dans cet aspect est le développement d'un convertisseur DC/DC par mise en réseau de macrostructures avec application photovoltaïque et choix de la structure et optimisation de celle-ci afin de répondre aux contraintes de cette application.

Il faut concevoir des commandes synchronisées pour piloter les transistors de chaque bras et éventuellement il devient possible de synchroniser et optimiser les commandes des bras d'onduleur, pour pouvoir minimiser la taille des composants passifs associés aux convertisseurs statiques.

2. Etat de l'art dans le domaine :

La gestion des systèmes de production électrique à base d'énergie renouvelable repose sur la mise en oeuvre de convertisseurs d'électronique de puissance performants, fiables, hautement disponibles et pouvant s'insérer sans contrainte dans l'architecture du système. L'intégration est le facteur prépondérant pour atteindre un haut degré de performances mais qui entraîne un glissement de l'environnement des composants de puissance vers davantage de contraintes de mise en oeuvre. Les composants à semi-conducteur de type GaN ouvrent des perspectives de ruptures technologiques au niveau de la discipline avec des performances une décade au-dessus de l'état de l'art par rapport aux composants en silicium.

Les convertisseurs associés aux énergies renouvelables (comme le PV) constituent un champ d'application où les composants à base de GaN devraient rivaliser avec les composants à base de SiC pour un coût moindre. Ces performances reposent sur un meilleur compromis entre la fréquence maximale de travail, la température maximale permanente de la jonction, la tenue en tension et la capacité maximale en courant.

La gestion d'énergie repose sur le développement d'une technologie innovante de modules de puissances à très faibles pertes mais haute fiabilité. Le taux de disponibilité de tels modules, quelles que soient leurs conditions de fonctionnement, est une condition importante. Or l'absence de démonstrateur avec un niveau requis de fiabilité est une faiblesse pour les industries européennes du secteur du renouvelable. Des premiers composants GaN sont disponibles industriellement et une feuille de route de leur amélioration présente l'abaissement du surcoût de l'épithaxie et de la montée en tension (600V).

La compacité de ces composants oblige à considérer des modules multi-puces, c'est-à-dire avec un plus grand nombre de composants insérés à l'intérieur du module. Par ailleurs la très petite taille des boîtiers des composants GaN à venir offre une possibilité de limiter l'effet néfaste des éléments parasites lors de leur commutation, mais contraignent localement la liaison avec leur puce de commande et compliquent le refroidissement. L'augmentation de la fréquence de travail est un facteur bénéfique par ailleurs pour la réduction des éléments passifs et la possibilité de les loger intra-module mais avec un impact négatif en terme de complexité et précision de la commande locale.

Des projets concernent actuellement le développement de ces dispositifs. Pour autant il est plus que nécessaire d'aborder également la problématique de technologie de module tirant parti de ces composants. Les verrous principaux sont la caractérisation électrothermique idoine des composants pour en spécifier leur organe de commande rapproché. Le couple composant GaN de puissance/organe de commande rapproché doit être optimisé à l'échelle de la commutation du convertisseur, mais avec un niveau de détails lié à la géométrie du module : il s'agit d'une problématique de méthode de conception rendue critique par les faibles tailles des

composants et leur vélocité de commutation. Enfin la technologie du module doit répondre à plusieurs exigences dont la multifonctionnalité pour garantir une approche bas coût par une fabrication mutualisée.

L'émergence de solutions en face de ces verrous garantit la disponibilité de modules pour améliorer la gestion de l'énergie des nouvelles approches PV à concentration, nécessitant performances et architectures distribuées.

Un marché important est à venir autour de ces systèmes cela avec de nombreuses opportunités de recherche et de développement. Dans ce contexte, la recherche de solutions de mises en oeuvre fiables et performantes sera un gage de succès pour les acteurs économiques actuels et à venir dans ce domaine technique.

3. Problématiques et contexte des travaux :

Le projet ambitionne de démontrer la faisabilité d'un onduleur à transistors GaN sans diode de roue libre, grâce à une commande locale soignée. En ce sens il s'agit d'une rupture par rapport à l'usage classique, issu des onduleurs à IGBT ou MOSFETs. Le gain en coût est immédiat. Par ailleurs la commande soignée comportera nécessairement des fonctionnalités de sécurisation, donnant de fait à l'onduleur une meilleure robustesse. Il s'agit d'une retombée importante.

Les actions du projet concernent une méthodologie de conception, la réalisation de démonstrateurs et la validation expérimentale de ces démonstrateurs dans le cadre du PV.

Dans ce cas, la problématique du projet est concentré sur différents aspects, comme :

- Commutation:

- Haute fréquence
- Commutation GaN-GaN (sans filet de protection)
 - en retirant les diodes et en exploitant les propriétés de conduction inverse du composant
- Retard de propagation (D_r, D_f)
- Turn-ON (t_r), Turn-OFF (t_f)
- Temps mort (t_d)
- Déphasage

- Les pertes:

- Pertes par conduction
($P_{con} = R_{ds} \times \alpha \times I^2 + V_{diode} \times I$)
- Pertes par commutation
($P_{com} = \frac{1}{2} \times V \times I \times F \times (t_{ON} + T_{OFF})$)
- Pertes de commande
($P_{cde} = Q_g \times V \times F$)

- Perturbations CEM:
 - Rayonnées
 - Electrostatique ($\frac{dV}{dt}$)
 - Magnétostatique ($\frac{dI}{dt}$)
 - Conduites
 - Courant de mode commun
- Thermique:
 - En lien avec la mise en oeuvre et le package
 - Convection naturelle
- Conception
- Intégration
- Interconnexions
- Synchronisation
- Symétrisations
- Autonomie (auto-alimentation)
- Pilotage en courant

Enfin pour répondre à toutes ces problématiques, il fallait passer vers un contexte précis et efficace pour la suite. Donc on considère de choisir une structure classique utilisée dans l'électronique de puissance qui se compose d'un étage d'onduleur, d'un transformateur pour isolation galvanique, d'un étage de redresseur. Par conséquent, les trois topologies de Flyback, Double pont à commander par déphasage (DAB) et la résonance série ont été retenues pour la comparaison.

Les résultats dans le tableau 1 montrent les points positifs et négatifs de chaque structure. La structure Flyback présente un grand volume lié au composants passifs. La structure de résonance série qui a moins des composants passif que la précédente et pour laquelle la taille des composants actifs est plus grande, fonctionne à fréquence variable, elle est donc on est difficile à contrôler.

Tableau 1 : La comparaison entre trois structure DAB, Flyback et Résonance Série

	Flyback	DAB	Résonance série
Nombre de composants passifs			
Volume des composants passifs			
Surface de silicium			
Pertes			
Facilité de commande			

Par conséquent, la structure DAB est un bon candidat pour utiliser dans l'application PV qui présente des bonnes caractéristiques liées aux composants actifs et passifs mais il reste encore la difficulté de contrôle-commande à cause de nombre des commande et la précision. Elle a plus des pertes en comparaison avec résonance série à cause des pertes réactifs produit par la circulation du courant dans le système selon de mode de fonctionnement à grand déphasage.

Ci-dessous vous pouvez trouver les autres avantages et inconvénients de cette structure :

- Avantages
 - Conversion DC/DC, isolée, symétrique, Buck-Boost (en fonction de déphasage)
 - Peu de composants passifs et de faibles dimensions
 - Grande capacité d'intégration en basse tension (puissance + driver)
 - Transfert d'énergie bidirectionnel
 - Rapport cyclique fixé ($\alpha = 0.5$)
 - Haut rendement possible selon mode de fonctionnement
 - ZVS naturel
- Inconvénients
 - Nombreux composants actifs (pertes en conduction/commutation et commande)
 - Complexité de la commande (nombreuses commandes et précises)
 - Les pertes réactives (la circulation du courant selon mode de fonctionnement)

Le principe de cette structure est à la base de déphasage appliqué sur la commande du primaire et secondaire. En augmentant de déphasage du système la puissance sortie augmente et le mode de fonctionnement passe de Buck à Boost.

La Figure 2 vous présente le principe de fonctionnement d'une structure DAB en déphasage à 20ns.

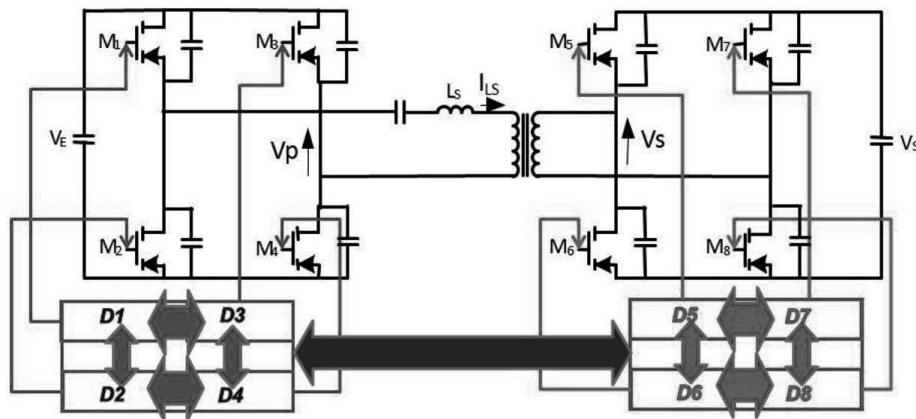


Figure 1 : Le schéma équivalent d'une structure DAB avec deux puce pour générer quatre commandes synchronisées (les flèches intérieures, vert et rouge) afin de optimiser la qualité de commutation en haut fréquence et en synchronisant la commande entre deux puces (le flèche bleu) afin de minimiser la taille d'inductance série entre onduleur et redresseur

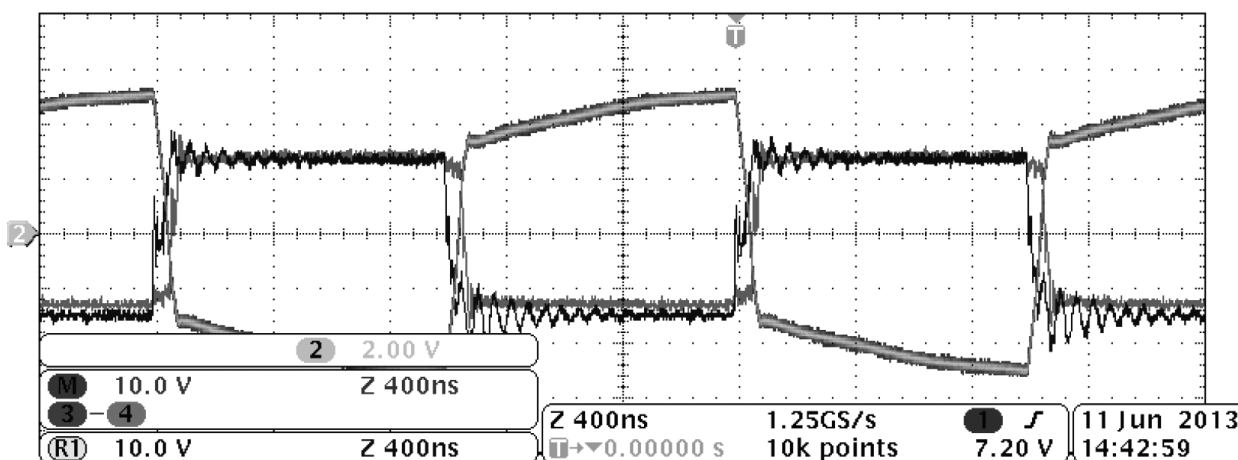


Figure 2 : Le fonctionnement de DAB à déphasage 20ns à $F=500\text{kHz}$, $V_{dc-in}=15\text{V}$, $I_{dc-in}=5\text{A}$ (noir : V_p , rouge : V_s , bleu : I_s)

4. Synthèse du travail effectué pendant la thèse:

Après avoir eu le cahier des charges, bien évidemment j'ai commencé par les bibliographies et l'état de l'art des composants GaN et le pilotage efficace de ce composant. La conception du prototype était la prochaine étape. La Figure suivante est évidente en présentant la procédure de la thèse depuis début jusqu'à maintenant.

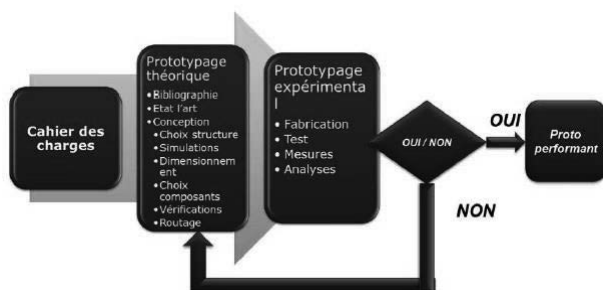


Figure 3 : La synthèse de travail pendant la thèse

Dans le contexte de la thèse, la première année a été consacrée sur une partie de bibliographie et une partie des études et analyses de l'état de l'art des drivers multi transistors, synchronisés, locaux, hautes fréquences et

hautes températures intégrés et de la caractérisation électrique de cellules de commutation à base de composants GaN du commerce sans diode roue libre.

L'idée était d'identifier les paramètres électriques principaux de ces composants afin d'alimenter des modèles électrothermiques. Ces modèles seront nécessaires au dimensionnement de la commande rapprochée (driver) afin d'optimiser la commutation des bras de pont de la structure de conversion générique.

En parallèle des études expérimentales sont menées sur les composants classiques (MOSFETs) commerciaux dans la structure référence (DAB) qui est sélectionnée par rapport aux caractéristiques standard de l'application PV. Cette structure choisie nous confronte à divers problèmes :

- Structure à bras de pont diodeless pour gestion des délais et des temps morts
- Structure à pont complet imposant une symétrie de commande parfaite
- Structure nécessitant un élément de synchronisation ou synchronisant performant

- Structure élémentaire pour laquelle la difficulté est concentrée sur la partie active

Au niveau applicatif, le DAB basse tension et haute fréquence se prête bien à une mise en oeuvre en réseau et permet l'association série parallèle des cellules de production photovoltaïque. L'intégration du driver de l'ensemble est accessible en monolithique à moindre cout et via des techno standards

Afin d'arriver à tous ces objectifs, pendant la première année de la thèse 4 prototypes à base des composants Si ont été réalisés et les études et analyses ont été faites pour :

1. Appréhender chacun des points pour comprendre les enjeux
2. Identifier les points critiques sur des techniques et technologies existantes
3. Imaginer les solutions techniques permettant d'y répondre :
 - a. Intégration
 - b. Innovation conceptuelle
4. concevoir une puce de contrôle qui s'intègre dans son environnement, tenant compte d'aspects packaging interconnexion, thermique....
5. Qualifier et tester
6. Mettre en oeuvre et comparer à la référence
7. Envisager les améliorations

Ci-dessous vous pouvez trouver les images de Premier prototype:

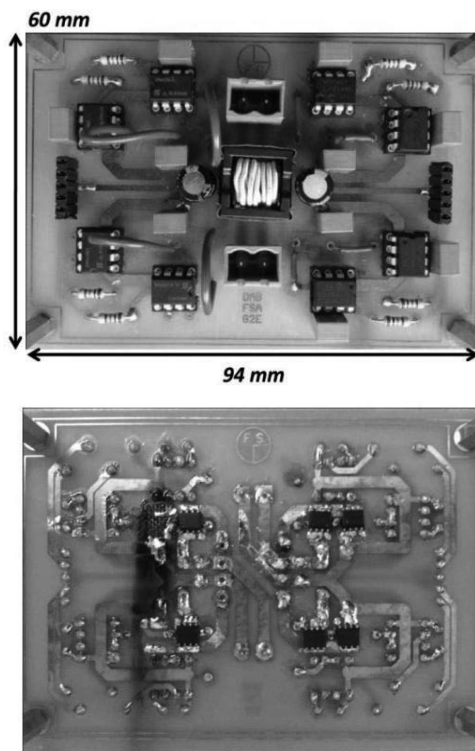


Figure 4 : La carte DAB fabriqué au G2Elab en composants discrets (1.06 kW/lit)

L'objectif attendu de ce prototypage, c'était :

- Qu'est-ce que c'est un pilotage de transistor?
- Qu'est-ce que c'est un bras de pont CMOS?
- Qu'est-ce que c'est le fonctionnement d'un convertisseur DAB et ses points critiques?
- Qu'est-ce que c'est commutation MOS-MOS et les contraintes correspond?

Le rendement obtenu pour $P_{in}= 60W$ à 500kHz et avec un déphasage de 70 ns, était 85%.

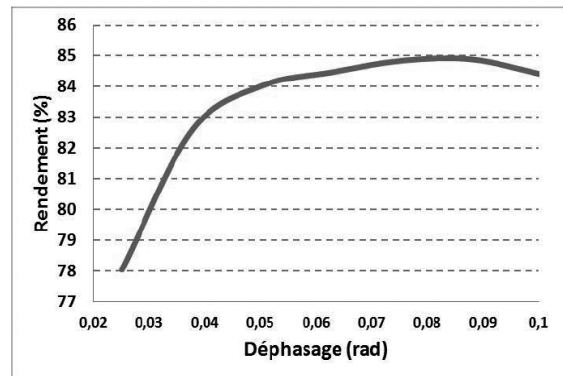


Figure 5 : Le rendement en fonction du déphasage à $\theta=70ns$

Par contre à cause d'une méthodologie non adaptée de mesures effectuées et une commande imposée fausse, la température d'un des transistors du système a été augmentée et en fonctionnement permanent ce composant a été détruit.

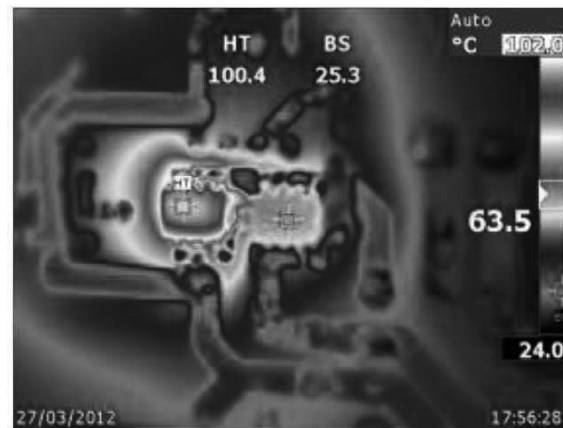


Figure 6 : Photo prise par caméra thermique

Afin d'améliorer l'aspect thermique et la commande du système et utiliser une isolation capacitive, le deuxième prototype est passé pour la fabrication au laboratoire.

Dans ce prototype, nous avons essayé d'optimiser l'évacuation de chaleur en augmentant des surface de cuivre sur la carte et de plus ajouter des points de mesures sur la carte afin d'améliorer la métrologie. Le figure suivante vous présente le deuxième prototype avec une densité de puissance plus élevée (1.78 kW/lit)

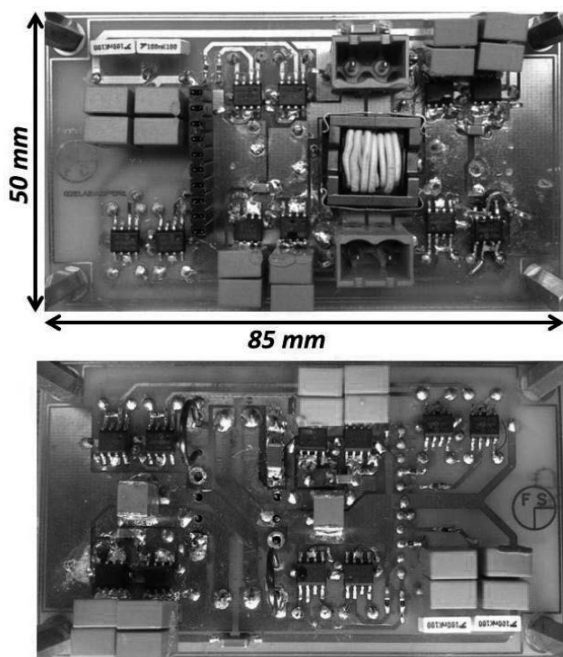


Figure 7 : Le deuxième prototype fabriqué au G2Elab

Les points plus importants dans la partie de conception de ce prototype étaient :

- Amélioration de la commande (temps morts et déphasage)
- Comment fonctionne une isolation capacitive ?
- Amélioration de l'évacuation de la chaleur
- Augmentation de la densité de puissance

Les résultats obtenus sont présentés dans la figure 8a et b

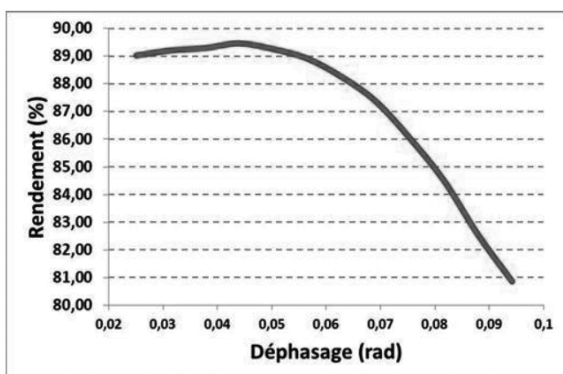


Figure 8a : Le rendement en fonction du déphasage obtenu à 500kHz et $P_{in}=60W$ (89.5% à $\theta=35ns$)

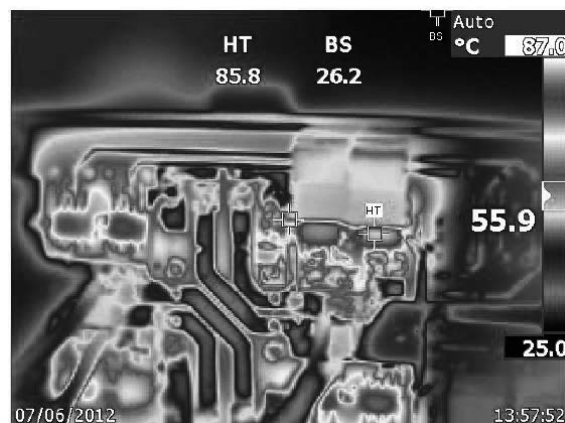


Figure 8b : La température de fonctionnement en régime permanent à la puissance nominale

Après avoir eu les points critiques abordés par les études effectuées sur ces deux prototypes, le troisième était celui en sous-traitance extérieure afin de :

- Minimisation des mailles de commutation
- Meilleures solutions pour la métrologie
- Intégration de la commande éloignée sur la carte de puissance
- Tout en CMOS
- Finalisation des études sur les points critiques de la structure
- Maximisation de la densité de puissance

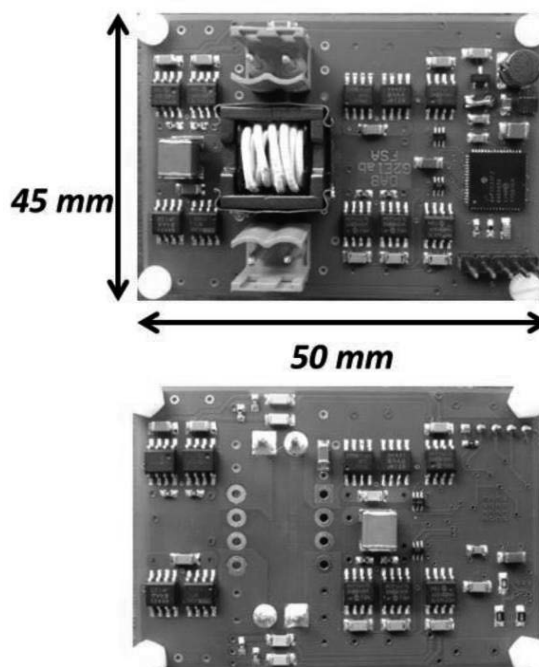
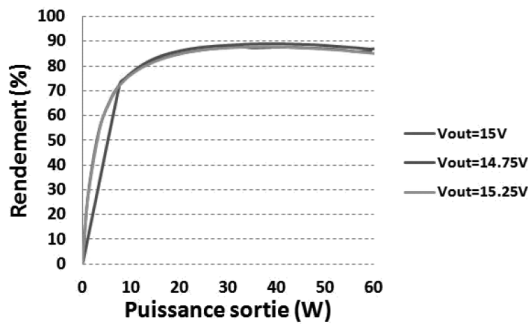
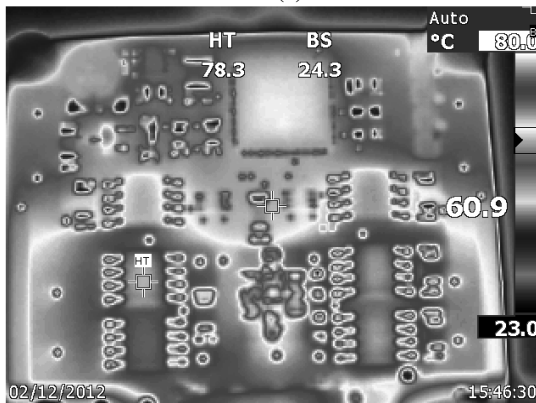


Figure 9 : Troisième prototype en sous-traitance extérieure et en CMOS (3.26kW/lit)

Les résultats obtenus sont les meilleurs parmi les trois prototypes :



(a)



(b)

Figure 10 : (a) Le rendement en fonction de la puissance sortie pour 3 niveaux différents de tension fixée en sortie (b) La température améliorée en mode de fonctionnement permanent

Le rendement obtenu dans la Figure 10 inclue les pertes de la commande éloignée ajoutée sur la carte de puissance afin de réduire les périphériques du système. Toutes ces études quasi-exhaustives, nous ont apporté une vision très large sur les points critiques et plus importants de cette structure référencée.

Finalement à cause du type de composants GaN commercial (EPC) qui est une jonction N-transistor, il faudra étudier l'aspect d'alimentation du transistor High-Side. Donc 4ème prototype à fabriquer chez notre partenaire, c'était en bars du pont N-MOS.

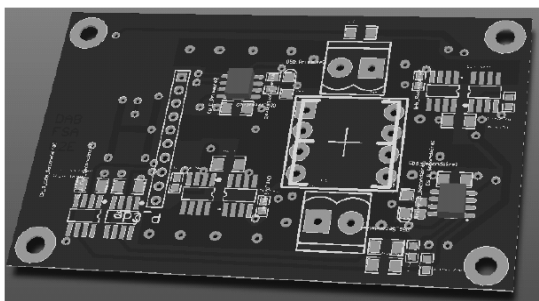


Figure 11 : Le routage de 4ème prototype en bras de N-MOS (3.26 kW/lit)

5. Conclusion

Le point critique abordé le plus important dans les études expérimentales sur la structure DAB en HF, est l'inductance parasite de la maille de commutation:

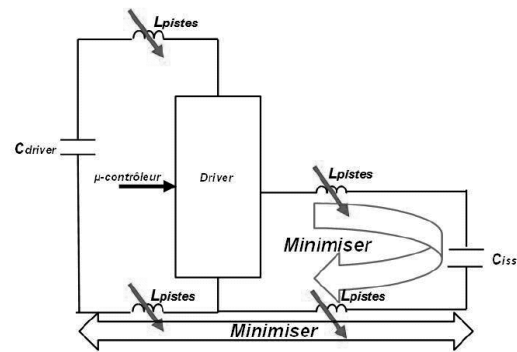


Figure 12 : Le schéma équivalent des inductances parasites sur les pistes des interconnexions entre driver et transistor (Ciss est la somme des capacités parasites, Cgs, Cgd et Cds d'un transistor)

En diminuant ces inductances parasites, le pic de courant envoyé par le driver vers le transistor sera plus important et la constante de temps de la réponse sera plus courte :

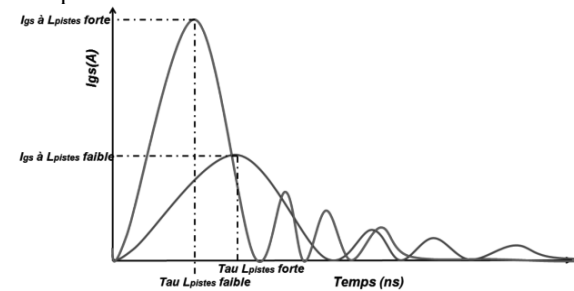


Figure 13 : La comparaison entre la performance du courant de commande avec inductance parasite des pistes forte et celle faible

Donc pour obtenir les meilleurs résultats en HF, il faudra d'optimiser l'encapsulation en optimisant les interconnexions entre les deux parties puissance et commande dans un boîtier en utilisant Flip-Chip-Via et un dissipateur de chaleur superposé afin d'évacuer le chaleur dans le boîtier:

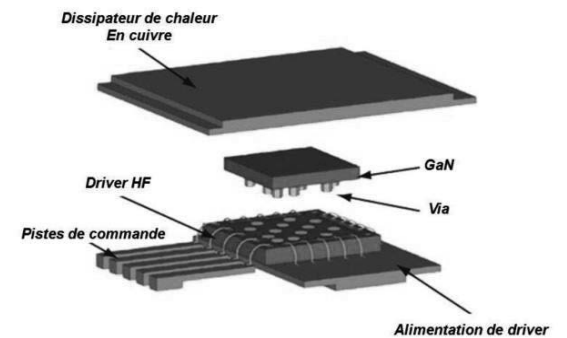


Figure 14 : La prévue de packaging le transistor et son driver dans un même boîtier

Enfin le point plus important abordé par cette partie expérimentale, c'est le pilotage en courant. Dans les études effectuées pendant la thèse en prenant en compte les avantages et inconvénients de pilotage en courant par rapport de celui en tension, nous avons considéré de passer au pilotage en courant afin d'augmenter l'efficacité du système et utiliser le maximum de performance des composants GaN. La plus grosse problématique est l'aspect perturbation électromagnétique dans la transition d'un niveau du courant sur la grille à l'autre. La variation du courant dans un ordre de temps aussi court,

ajoute aussi les impacts des capacités parasites plus en plus.

Tous ces travaux effectués pendant la première année de thèse nous apportent la conclusion suivante: afin d'améliorer la qualité des commutations des composants GaN d'un côté et diminuer les pertes liées aux performances d'un driver de transistor, la conception et mise en oeuvre d'un driver intégré monolithique et synchronisé avec les interconnexions optimales entre la partie puissance et commande est indispensable.

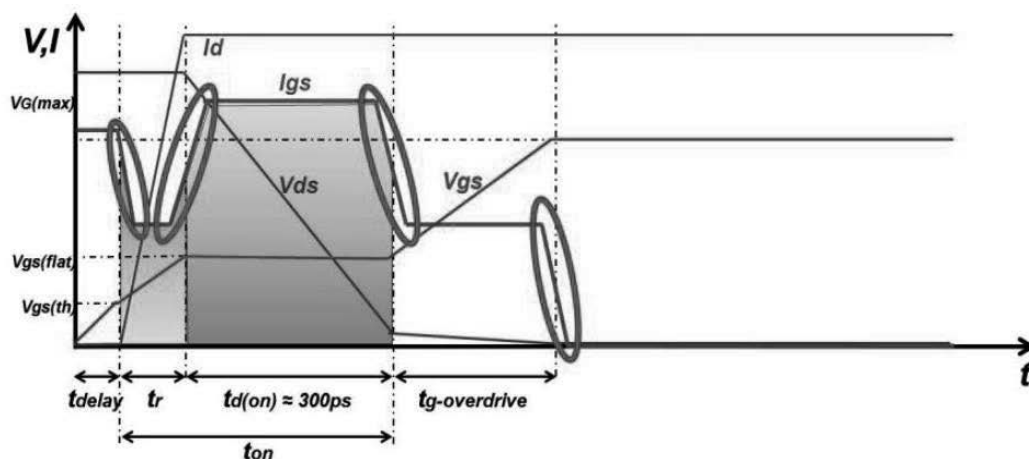


Figure 15 : Plateforme de pilotage en courant en changeant le niveau du courant au choix afin de maîtriser les temps de commutation dans chaque phase (charge et décharge des capacités parasites du transistor)

Références

- [1] D. Lidow, "EPC GaN devices and roadmap", Conference IEEE ECCE, (2011)
- [2] O. DELEAGE, article: "Design and realization of highly integrated isolated DC/DC micro-converter", IEEE, (2009)
- [3] O. DELEAGE, thèse: "Conception, réalisation et mise en oeuvre d'un micro-convertisseur intégré pour la conversion DC/DC", (2009)
- [4] H. QIN, article: "Closed-Loop Control of DC-DC Dual-Active-Bridge Converters Driving Single-Phase Inverters", IEEE, (2013)
- [5] Hieu-TRINH, thèse: « Réseaux de micro convertisseurs, les premiers pas vers le circuit de puissance programmable », (2012)
- [6] Hieu-TRINH, article: « Convertisseur intégré pour les applications réseaux de micro convertisseurs », (2012)
- [7] R.T.NAAYAGI, article: "Performance Verification of Dual Active Bridge DC-DC Converter", (2010)

Méthode de détermination des pertes par conduction dans un onduleur triphasé à JFET Normally-Off et diodes SiC

Xavier FONTENEAU

ECA-EN, 332 boulevard Marcel Paul, 44806 Saint Herblain

Laboratoire Ampère UMR CNRS 5005, Bât Léonard de Vinci, 21, avenue Jean Capelle 69621 Villeurbanne
fonteneau.x@eca-en.com

Résumé : Le calcul de pertes au sein des interrupteurs de puissance est une étape indispensable de la conception d'un convertisseur. Ce document présente une méthode de calcul des pertes par conduction dans un onduleur à JFET et diodes en carbure de silicium (SiC). Cette méthode prend en compte l'auto-échauffement des composants et les conditions de fonctionnement de l'onduleur (courant fourni, indice de modulation...). Le JFET autorise le parcours d'un courant négatif, ce qui permet d'envisager l'utilisation de deux stratégies de pilotage, ces stratégies sont décrites et comparées. Les composants sont caractérisés et des modèles analytiques sont développés. La température influençant le comportement des composants, un programme itératif est utilisé pour déterminer la température de jonction et les pertes de l'onduleur. Un interrupteur de puissance est testé à courant continu afin de valider la méthode d'obtention de pertes. Les mesures montrent une bonne corrélation entre l'estimation théorique et les pertes mesurées. La méthode proposée est ensuite appliquée aux caractéristiques d'un onduleur pour évaluer les bénéfices des composants SiC en remplacement des actuels IGBT Silicium.

Mots clés : JFET SiC Normally-Off, conduction inverse, bras d'onduleur

1. Introduction

L'utilisation pour l'électronique de puissance de matériaux dits « grand gap » tels que le carbure de silicium (SiC) est l'objet de nombreux travaux de recherche. En effet, les caractéristiques de ces matériaux permettent par rapport au silicium d'espérer des fonctionnements à plus hautes températures, avec de fortes tensions ou encore avec des durées de commutations réduites [1]. Ces études ont conduit à la commercialisation de diodes SiC dès le début des années 2000.

Plus récemment, des composants commandés ont été rendus disponibles essentiellement sous la forme de JFET « Normally-On ». Le canal passant en l'absence de polarisation confère un comportement très différent de celui des composants commandés habituellement utilisés dans les convertisseurs de puissance. Cette caractéristique a été un frein à leur intégration dans les applications industrielles.

Au sein du groupe ECA, la société ECA-EN est spécialiste en équipements embarqués du domaine naval et ferroviaire dédiés à des environnements difficiles et répondant à des contraintes sévères. ECA-EN s'intéresse au carbure de silicium car ce semi-conducteur ouvre de nouvelles perspectives sur les performances des convertisseurs. Les travaux présentés ont été réalisés dans le cadre d'un partenariat entre le laboratoire Ampère à l'INSA de Lyon et la société ECAEN située à saint Herblain.

Entre 2009 et 2011, la société Semisouth a commercialisé des JFET SiC qui ont la particularité d'être « Normally-Off ».

Ces composants ne comportent pas de diodes de structure [2]. Pour la réalisation d'un bras d'onduleur, des diodes doivent être ajoutées pour obtenir le fonctionnement normal d'une cellule de commutation (figure 1). Le canal des JFET pouvant conduire le courant dans les deux directions [3-6], il est possible d'envisager des modes de fonctionnements différents de ceux obtenus par un IGBT. Ces modes de fonctionnements impactent sur les pertes par conduction. Ainsi, les méthodes de calculs de pertes utilisées pour les convertisseurs à base d'IGBT Silicium [7-9] ne sont pas applicables.

Or ces calculs sont indispensables pour la réalisation d'un convertisseur ou d'un module, notamment pour déterminer si des puces doivent être mises en parallèle ou pour déterminer un système de refroidissement pour un cahier des charges donné.

Le but de cette étude est d'évaluer les avantages de l'utilisation de JFET SiC au sein de convertisseurs de puissance fonctionnant à température ambiante. Les composants considérés pour l'étude sont des diodes Schottky SDP30S120 [10] ainsi que des JFET SJEP120R063 [11]. Les bénéfices attendus ici sont une réduction des pertes et une augmentation de la fréquence de commutation. La limite thermique du packaging plastique des boîtiers incite à limiter la température maximale d'étude à 150°C.

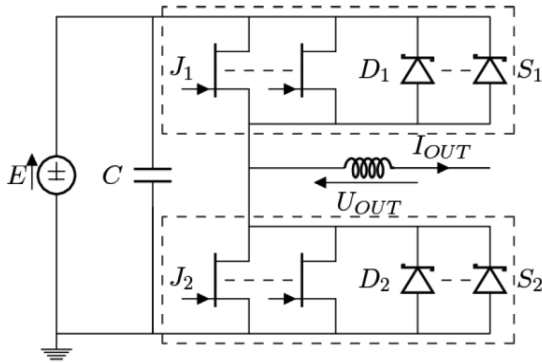


Figure 1: Schéma d'un bras d'onduleur à interrupteur parallélisés

La section 2 de cet article est dédiée à la caractérisation et la modélisation des composants SiC en vue de calculer les pertes statiques dans un convertisseur. La section 3 présente les stratégies envisageables pour piloter des interrupteurs parallélisés à base de composants SiC. La section 4 est axée à l'estimation des pertes en commutation au sein des semi-conducteurs utilisés dans un onduleur. Dans la section 5, une méthode itérative est élaborée afin de déterminer la température de jonction ainsi que les pertes en conduction des différents composants. La section 6 est consacrée à la validation des modèles statiques et à la méthode d'obtention de la température de jonction. Pour cela, un interrupteur constitué de quatre transistors et d'une diode SiC est testé avec le parcours d'un courant continu positif et négatif. La section 7 présente les résultats obtenus de la méthode de calcul des pertes appliquée à un onduleur triphasé. La dernière section est dédiée à la synthèse de cet article et donne des perspectives.

Les documents constructeurs de la diode et du JFET montrent que la température des puces influence leurs pertes statiques associées. Cependant, les données fournies par le constructeur (Semisouth) ne sont pas suffisamment détaillées pour permettre l'élaboration de modèles précis. Pour cela, plusieurs échantillons de transistors et de diodes sont caractérisés de manière expérimentale. Un traceur de courbes Tektronik TEK371A est utilisé pour mesurer les caractéristiques à l'état passant des composants de puissance. La température du composant testée est contrôlée par un conditionneur thermique Thermonics T-2500-E.

Bien que la résistance à l'état passant $R_{DS(on)}$ diminue avec l'augmentation de la tension V_{GS} , il a été montré que l'utilisation d'une tension de commande trop importante ($V_{GS} > 3V$) conduit à une augmentation significative des pertes dans la grille [12] et plus particulièrement lorsque le courant conduit I_J est négatif [13]. Pour cette raison, les JFET sont contrôlés avec un courant de grille I_G d'une valeur de 100mA ce qui limite la valeur de la tension V_{GS} . La figure 2 présente les caractéristiques statiques d'un échantillon de transistors et de diodes obtenus pour différentes températures de jonction entre 40 et 140°C.

Pour chaque échantillon et chaque température, un script d'optimisation est utilisé pour minimiser l'erreur entre la caractéristique mesurée et des modèles simples :

Pour la diode :

$$\text{si } V_D > V_0, \text{ alors } I_D = \frac{V_D - V_0}{R_D}$$

$$\text{sinon } I_D = 0$$

Pour le transistor :

$$I_J = \frac{V_{DS}}{R_{DS(on)}}$$

Cette démarche est appliquée pour chaque température testée, il est donc possible de tracer l'évolution de chaque paramètre électrique du modèle considéré de chaque composant en fonction de la température. Pour chaque composant testé, un modèle est établi avec l'utilisation d'une fonction polynomiale du 2nd ordre par rapport à la température. Le modèle final est obtenu en calculant la moyenne des coefficients de chaque paramètre pour l'ensemble des échantillons. Les figures 3 et 4 présentent l'impact de la température de jonction sur les paramètres calculés de chaque échantillon ainsi que le modèle final.

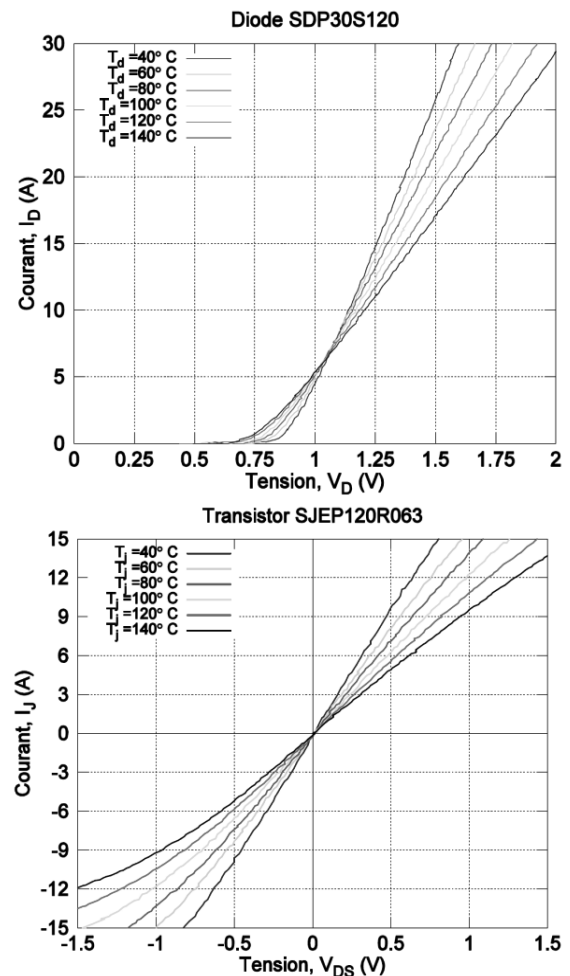


Figure 2: Caractéristique statique d'une diode SDP30S120 et d'un transistor SJEP120R063 à $I_G=100mA$.

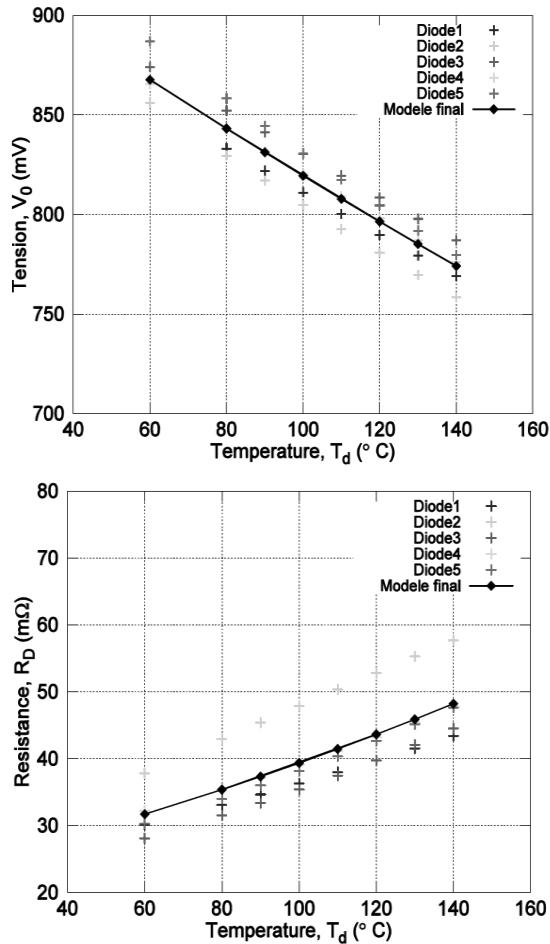


Figure 3: Impact de la température de jonction d'une diode SDP30S120 sur les paramètres (V_0 et R_D) de son modèle

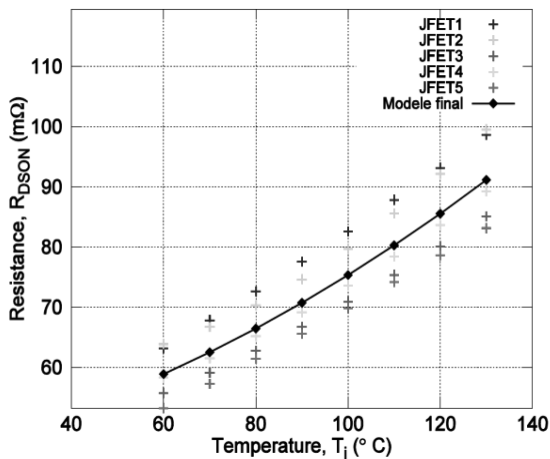


Figure 4: Impact de la température de jonction d'un transistor SJEP120R063 piloté à $I_G=100\text{mA}$ sur le paramètre électrique R_{DSON} associé à son modèle

Pour deux transistors avec des caractéristiques $R_{DSON}(T_j)$ différentes en parallèle, les pertes et les températures de jonction de chaque composant sont différentes. Cependant, le coefficient thermique est positif ce qui tend à équilibrer les résistances R_{DSON} . On peut donc supposer que la précision du modèle augmente lorsque plusieurs composants sont utilisés en parallèle

3. Calcul des pertes par conduction dans un bras d'onduleur

Dans cette section, le fonctionnement d'un bras d'onduleur est expliqué et un modèle des pertes statiques est établi. Ce modèle prend en compte le nombre de composants mis en parallèle, leur température de jonction respective [14-15], le facteur de modulation, la valeur efficace du courant de sortie ainsi que le facteur de puissance de la charge. Pour déterminer ces équations, des hypothèses de travail sont prises :

- Le courant de sortie est sinusoïdal :

$$I_{OUT}(\theta) = I_n \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)$$

- Chaque interrupteur est constitué de N_j JFET en parallèle et N_d diodes en antiparallèle.

- La durée pendant laquelle l'interrupteur S_1 est passant divisée par la période de commutation est :

$$\frac{1 + M \cdot \sin(\theta - \varphi)}{2}$$

où M est l'indice de modulation.

L'étude suivante considère un courant de sortie positif : $\theta \in [0 ; \pi]$ Lorsque le courant de sortie est négatif, les phénomènes sont les mêmes, on obtient les résultats correspondants en permutant les indices 1 et 2 (figure 1). Pour plus de clarté sur les figures 5 à 7, on considérera que chaque interrupteur est constitué d'un transistor et d'une diode.

3.1. S_1 est commandé

Lorsque S_1 est commandé et que le courant de sortie est positif, I_{OUT} circule à travers les transistors (figure 5). Les pertes en conduction de l'interrupteur sont données par l'équation (1).

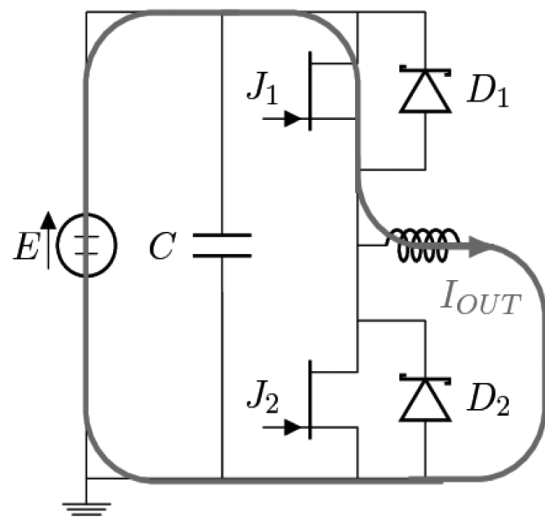


Figure 5 : Circulation du courant I_{OUT} à travers l'interrupteur S_1

3.2 S₁ est non commandé

Lorsque l'interrupteur S₁ n'est pas commandé et lorsque le courant dans la charge est positif, le courant I_{OUT} circule dans l'interrupteur S₂. Deux stratégies sont alors possibles.

3.2.1. Stratégie 1 : Interrupteur S₂ non commandé

Si l'interrupteur S₂ n'est pas commandé (figure 6), l'intégralité du courant I_{OUT} circule à travers les diodes D2 [16]. Les pertes moyennes par conduction dans l'interrupteur S₂ sont données par l'équation (2).

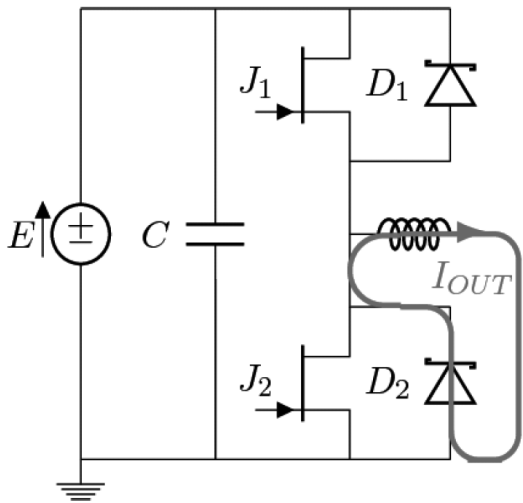


Figure 6 : Circulation du courant I_{OUT} à travers l'interrupteur S₂ non commandé

3.2.2. Stratégie 2 : Interrupteur S₂ commandé

Pour les plus faibles niveaux de courant, on peut supposer que le courant I_{OUT} circule uniquement à travers les transistors. Mais pour de fortes valeurs, la tension aux bornes de l'interrupteur S₂ devient supérieure à la tension de mise en conduction de la diode et le courant de sortie est donc réparti entre les JFET et les diodes (figure 7).

Le calcul des pertes statiques est alors plus complexe (équation (3))

avec θ_1 tel que $R_{DSON}(T_J) \cdot I_{OUT}(\theta_1) = V_0(T_d)$.

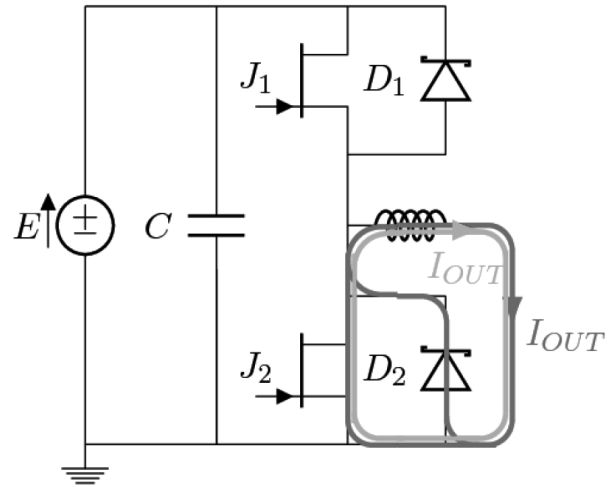


Figure 7 : Circulation du courant I_{OUT} à travers l'interrupteur commandé

$$\text{Eq 1 : } P_{S1_conduction} = \frac{N_J}{2\pi} \int_0^\pi \frac{1 + M \sin(\theta - \varphi)}{2} \cdot R_{DSON} \cdot \left(\frac{I_{OUT}(\theta)}{N_J} \right)^2 \cdot d\theta$$

$$\text{Eq 2 : } P_{S2_conduction} = \frac{N_d}{2\pi} \int_0^\pi \frac{1 - M \sin(\theta - \varphi)}{2} \cdot V_0(T_d) \cdot \left(\frac{I_{OUT}(\theta)}{N_d} \right) \cdot d\theta + \frac{N_d}{2\pi} \int_0^\pi \frac{1 - M \sin(\theta - \varphi)}{2} \cdot R_D(T_d) \cdot \left(\frac{I_{OUT}(\theta)}{N_d} \right)^2 \cdot d\theta$$

$$\text{Eq 3 : } P_{S2_conduction} = \frac{N_J}{\pi} \int_0^{\theta_1} \frac{1 - M \sin(\theta - \varphi)}{2} \cdot R_{DSON}(T_J) \cdot \left(\frac{I_{OUT}(\theta)}{N_J} \right)^2 \cdot d\theta + \frac{N_J}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi-\theta_1} \frac{1 - M \sin(\theta - \varphi)}{2} \cdot R_{DSON}(T_J) \cdot I_J(\theta)^2 \cdot d\theta$$

$$+ \frac{N_d}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi-\theta_1} \frac{1 - M \sin(\theta - \varphi)}{2} \cdot V_0(T_d) \cdot I_D(\theta) \cdot d\theta + \frac{N_d}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi-\theta_1} \frac{1 - M \sin(\theta - \varphi)}{2} \cdot R_D(T_d) \cdot I_D(\theta)^2 \cdot d\theta$$

$$\text{avec } I_J(\theta) = -\frac{N_d \cdot V_0(T_d) + R_D(T_d) \cdot I_{OUT}(\theta)}{N_d \cdot R_{DSON}(T_J) + N_J \cdot R_D(T_d)} \quad I_D(\theta) = \frac{-N_J \cdot V_0(T_d) + R_{DSON}(T_J) \cdot I_{OUT}(\theta)}{N_d \cdot R_{DSON}(T_J) + N_J \cdot R_D(T_d)}$$

4. Estimation des pertes par commutation dans un bras d'onduleur

Les pertes par commutation sont créés lors du changement d'état de conduction d'un interrupteur : passage d'un état de conduction à un état bloqué et inversement. Cette section présente une méthode simple d'estimation de ces pertes basée sur les données fournies par le fabricant des composants.

Les interrupteurs constituant le bras d'onduleur fonctionnent de manières complémentaires. Afin d'éviter l'apparition d'un court-circuit lors des commutations des transistors J_1 (S_1) et J_2 (S_2), un temps morts est introduit sur leurs signaux de commandes respectifs.

Pour une période de commutation des interrupteurs et un courant de sortie positif, l'ouverture de S_1 va provoquer des pertes au sein des transistors J_1 et dans les diodes D_2 . Lors de la mise en conduction et de l'ouverture des JFET J_2 , on peut considérer qu'il existe une tension nulle aux bornes de S_2 , les pertes en commutation au sein des transistors J_2 sont donc nulles.

En conséquence, pour un courant de sortie positif, les

pertes en commutation sont localisées au sein des JFET J_1 et des diodes D_2 . La figure 8 illustre ce phénomène avec le tracé des grandeurs électriques de l'interrupteur S_2 pour les deux stratégies de commande.

4.1. Pertes par commutation dans les transistors

En regard des données fournies par le constructeur (Figure 13 de la référence [11]), on peut faire l'hypothèse que l'énergie d'une commutation est donnée par un polynôme du second ordre dont la variable est le courant commuté (équation 4). Les pertes par commutation de l'interrupteur S_1 peuvent donc être estimées grâce à (5) avec V_{DATA} qui correspond à la tension du bus continu du circuit de test du JFET.

4.2. Pertes par commutation dans les diodes

D'après les documents constructeurs, les pertes par commutation d'une diode dépendent de la charge stockée, donc de la tension de blocage (équation 6). Les pertes par commutation de l'interrupteur S_2 peuvent donc être estimées grâce à l'équation 7.

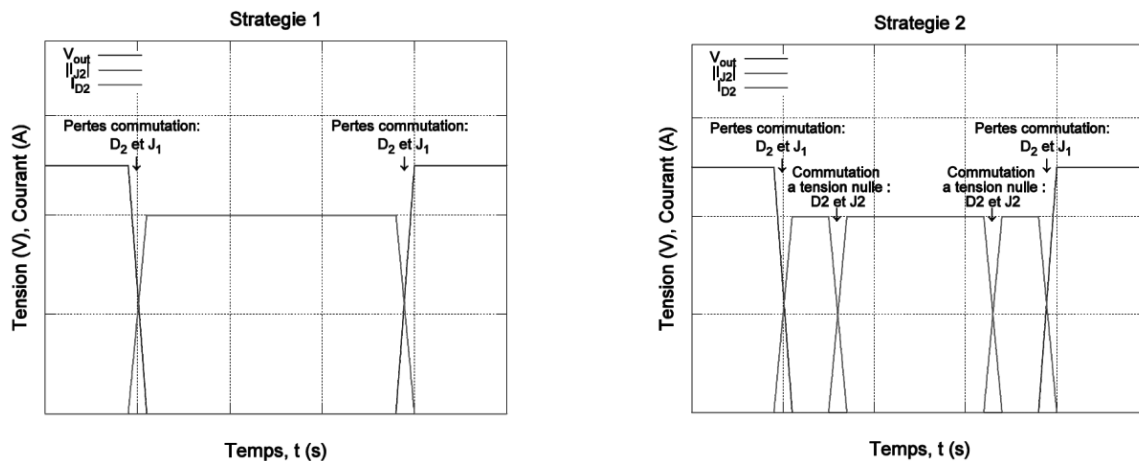


Figure 8: Localisation des pertes par commutation dans un bras d'onduleur pour un courant de sortie positif et pour les deux stratégies de pilotage

$$Eq 4 : E_{TS_JFET}(\theta) = A_{JFET} \left(\frac{I_n \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)}{N_J} \right)^2 + B_{JFET} \left(\frac{I_n \sqrt{2} \cdot \sin(\theta)}{N_J} \right) + C_{JFET}$$

$$Eq 5 : P_{S1_COMMUTATION} = \frac{N_J \cdot E \cdot f}{2 \cdot \pi \cdot V_{DATA}} \int_0^\pi E_{TS_JFET}(\theta) \cdot d\theta$$

$$Eq 6 : E_{TS_DIODE}(E) = A_{DIODE}(E)^2 + B_{DIODE}(E) + C_{DIODE}$$

$$Eq 7 : P_{S2_COMMUTATION} = \frac{N_d \cdot f}{2} \cdot E_{TS_DIODE}(E)$$

5. Détermination des pertes statiques et des températures de jonctions à l'équilibre thermique

Lorsqu'un courant traverse un composant, les pertes statiques apparaissent et les températures de jonction augmentent ce qui change les caractéristiques des composants (R_{DSON} pour le transistor, V_0 et R_D pour la diode).

Il est donc indispensable de calculer les températures de jonction du transistor et de la diode pour connaître la puissance dissipée en régime permanent. La figure 8 présente le circuit électrique équivalent associé à un transistor et à une diode.

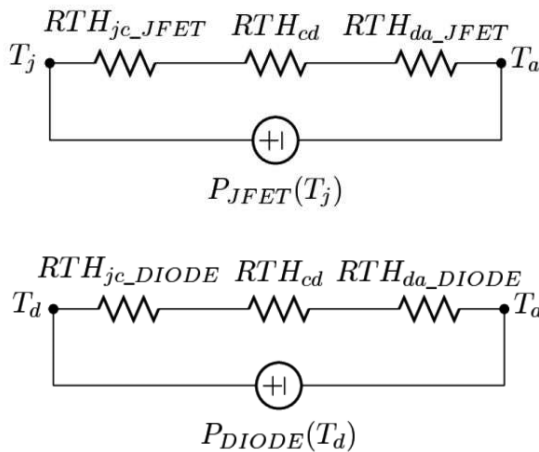


Figure 9: Circuit thermique d'un transistor JFET et d'une diode

Avec :

- $R_{TH_{jc_JFET}}$: Résistance thermique entre la jonction et le boîtier d'un transistor [$^{\circ}C/W$].
- $R_{TH_{jc_DIODE}}$: Résistance thermique entre la jonction et le boîtier d'une diode [$^{\circ}C/W$].
- $R_{TH_{ha_JFET}}$: Résistance thermique du dissipateur associée à un JFET [$^{\circ}C/W$].
- $R_{TH_{ha_DIODE}}$: Résistance thermique du dissipateur associée à une diode [$^{\circ}C/W$].
- $R_{TH_{cd}}$: Résistance thermique d'un film isolant [$^{\circ}C/W$].
- P_{JFET} : Pertes totales associées à un transistor [W].
- P_{DIODE} : Pertes totales associées à une diode [W].
- T_a : Température ambiante maximale [$^{\circ}C$].
- T_j : Température de jonction d'un transistor [$^{\circ}C$].
- T_d : Température de jonction d'une diode [$^{\circ}C$].

Afin de calculer les températures de jonction des composants à l'équilibre thermique, un programme itératif a été développé (figure 10).

- Etape 0 : La température de chaque composant est supposée égale à la température ambiante.
- Etape 1 : Les paramètres des modèles de composants qui dépendent de la température (R_D , V_0 et R_{DSON}) sont calculés avec les polynômes déterminés à la section 2.

- Etape 2 : Les pertes sont calculées dans chaque composant grâce aux équations des sections 3 et 4.
- Etape 3 : Connaissant la résistance thermique entre les puces et l'air, les températures de jonction des JFET et des diodes sont calculées.
- Etape 4 : Si les nouvelles températures sont différentes de celles calculées (à une erreur près) lors de l'itération précédente, le programme retourne à l'étape 1 sinon, l'équilibre thermique est atteint. D'autres tests sont effectués pour assurer de la convergence de l'algorithme.

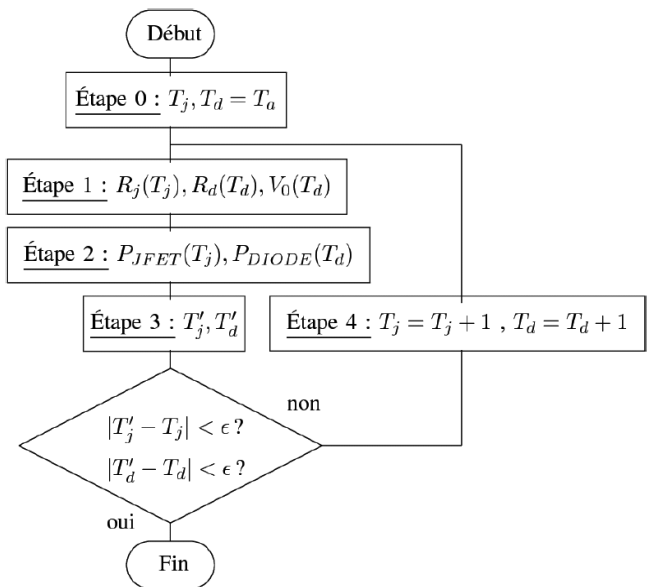


Figure 10: Organigramme d'obtention des températures de jonction T_j et T_d à l'équilibre thermique

6. Test d'un interrupteur SiC à courant continu

Pour valider la démarche de recherche des températures de jonction ainsi que les modèles statiques des composants SiC, un interrupteur SiC constitué de quatre transistors et d'une diode est testé avec un courant continu allant de -55 à 50A. La figure 11 présente le schéma électrique de l'interrupteur utilisé pour l'étude.

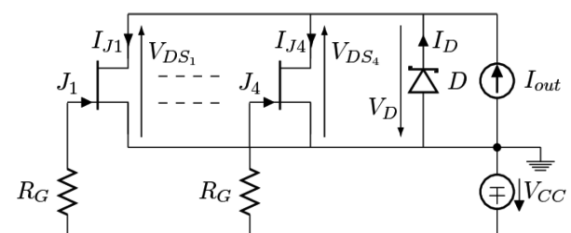


Figure 11a : Schéma électrique de l'interrupteur SiC constitué de quatre transistors SJEPI20R063 et d'une diode



Figure 11b : Interrupteur SiC constitué de quatre transistors SJEP120R063 et d'une diode SDP30S120 testé pour un courant positif et négatif avec une résistance $R_G=270\Omega$ et $V_{CC}=30V$

Pour réduire le couplage thermique (non pris en compte dans le modèle thermique), chaque composant est monté sur un dissipateur individuel ($R_{TH_{ha_JFET}} = 5,9^\circ C/W$). De la pâte thermique est utilisée pour améliorer le contact thermique entre chaque composant et chaque dissipateur. La résistance thermique du dépôt de pâte est estimée à $R_{TH_{p\grave{a}te}} = 0,1^\circ C/W$.

Pour chaque composant, la température du dissipateur $T_{JFET1-4}$, T_{DIODE} et la tension V_{DS1-4} , V_D sont enregistrées par un multimètre de précision de Keithley (2700 Data Acquisition System).

Des thermocouples de type K sont utilisés et placés entre chaque dissipateur et les composants. Une pince ampère-métrique (TCP0030) et un oscilloscope (DPO7104) de Tektronix sont utilisés pour enregistrer les courants à travers les transistors et les diodes.

Les pertes par composant sont ensuite calculées en multipliant les valeurs des courants I_{J1-4} et les tensions V_{DS1-4} pour les transistors et I_D , V_D pour la diode. Pour rendre conducteur le transistor, un courant de grille d'environ

$$I_{G1-4} = \frac{V_{CC} - V_{GS1-4}}{R_G} = \frac{30 - 2,6}{270} = 100 \text{ mA}$$

est généré par l'intermédiaire d'une source de tension et d'une résistance. Le générateur utilisé pour fournir le courant I_G génère une tension très importante par rapport à la tension V_{GS1-4} . Ce choix permet de réduire l'influence de la température [13,] sur la valeur de la tension V_{GS1-4} et des courants I_{G1-4} .

La figure 12 présente l'évolution des courants mesurés au sein des transistors et de la diode pour un courant I_{OUT} allant de -55 à +50A.

Pour un interrupteur parcouru par un courant positif, le courant est conduit uniquement à travers les JFET. Le courant à travers chaque transistor est bien réparti, en effet, une dispersion maximale de 1A est observée à $I_{OUT}=50A$. La température mesurée des JFET est proche des $120^\circ C$. Cependant, la température de jonction calculée est supérieure à la température maximale préconisée par le constructeur. Le modèle alors considère que le composant subit un échauffement excessif.

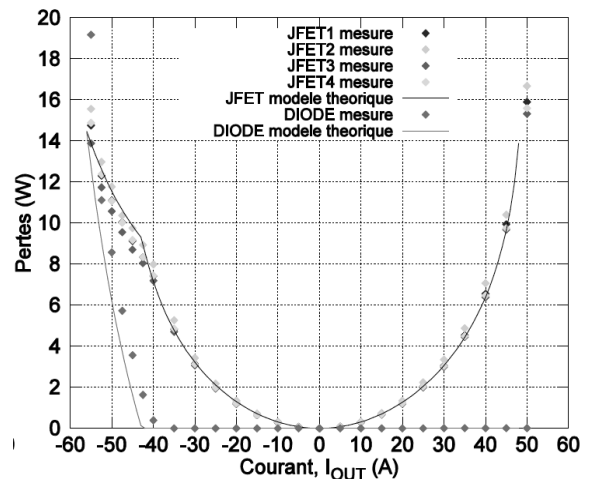
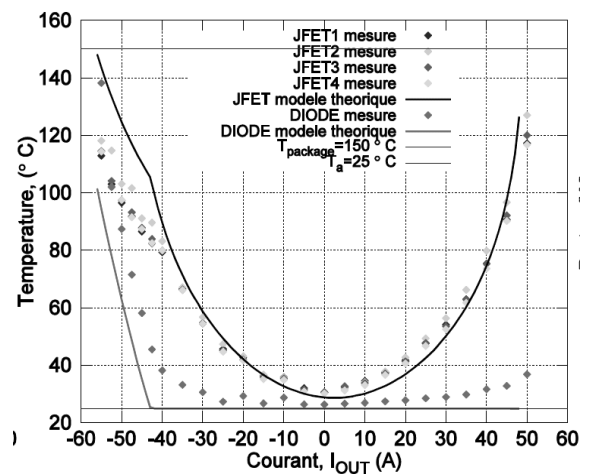
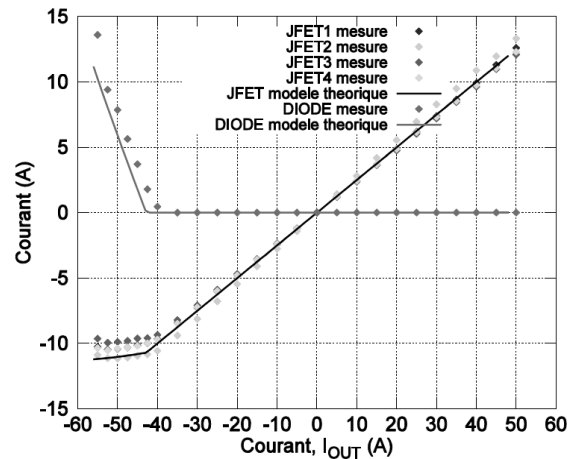


Figure 12 : Tracé des courants, des températures et des pertes au sein de chaque transistors et de la diode de l'interrupteur SiC

Pour un interrupteur parcouru par un courant inverse et pour les plus faibles valeurs de I_{OUT} , le courant circule uniquement à travers les transistors. Lorsque la tension aux bornes de l'interrupteur est suffisamment importante, la diode Schottky commence à conduire. Le courant est alors distribué entre les JFET et la diode. Le tracé montre que lorsque la diode conduit, le courant à travers chaque

transistors semble se stabiliser à une valeur de -10A. Les résultats montrent que le modèle théorique de l'interrupteur retranscrit bien son comportement réel.

Cependant, le modèle de la diode est erroné. En effet la diode semble entrer en conduction pour un courant de sortie d'une valeur de 4A plus faible que prévu. Une interprétation possible est que le dissipateur de la diode capte une partie de la chaleur des dissipateurs des transistors. Cet effet est visible sur la température de la diode lorsque le courant I_{OUT} est positif ($T_d > T_a$). En effet, pour les plus fortes valeurs de courant, la température mesurée sur la diode est supérieure à la température ambiante alors même que le courant dans la diode est nul. Il existe donc un couplage thermique entre les dissipateurs des transistors et le dissipateur de la diode. Ce transfert thermique est fonction de la distance entre les dissipateurs ainsi que de l'écart de température. Ainsi, la température mesurée de la diode est plus élevée que la température calculée.

Pour un courant I_{OUT} de +/-50A, la température maximale de boîtier d'un transistor et d'une diode sont respectivement de 110°C et de 90°C. Pour un courant I_{OUT} positif, les pertes calculées et les pertes mesurées sont similaires. En effet, l'erreur maximale calculée est de 0.5W et obtenue par JFET2 à 50A. Lorsque le courant de sortie est négatif, la conduction de la diode provoque une diminution des pertes en conduction au sein des JFET. En effet, une réduction des pertes en conduction de 4W est observée pour chaque JFET pour une même valeur absolue de courant conduit (50A) dans les deux sens de parcours du courant I_{OUT} .

7. Méthode appliquée à un onduleur triphasé

La méthode de détermination des pertes est testée sur un onduleur triphasé pour évaluer les bénéfices de l'utilisation de composants SiC (transistor et diode) en remplacement d'un module IGBT Si. La réduction de la semelle entre un boîtier et un module de puissance augmente la valeur de la résistance thermique du dissipateur. Celle-ci peut être supposée inversement proportionnelle au rapport des surfaces. Les tableaux 1 et 2 présentent les caractéristiques électriques et thermiques du convertisseur à l'étude.

Tableau 1: Caractéristiques électriques de l'onduleur triphasé envisagé

Paramètre électrique	valeur	unité
E	450	V
I_n	40	A
U_{OUT}	180	V
F	12	kHz
N_j	4	
N_d	1	
$\cos \varphi$	0,85	

Tableau 2: Caractéristiques thermiques de l'onduleur triphasé envisagé

Paramètre thermique	valeur	unité
RTH_{cd}	0,3	°C/W
$RTH_{jc \text{ JFET}}$	0,6	°C/W
$RTH_{jc \text{ DIODE}}$	0,5	°C/W
RTH_{ha}	0,05	°C/W
T_a	55	°C
$S_{DIODE} = S_{FET}$	15×21	mm ²
S_{MODULE}	137×162	mm ²

Les données et les valeurs indiquées pour les IGBT correspondent à un onduleur triphasé de la gamme ALECTIS fabriqué par ECA-EN.

La figure 13 montre la répartition des pertes au sein de l'onduleur triphasé dont le pont de puissance est équipé d'une part du module IGBT et d'autre part de composants discrets SiC et pour les deux stratégies de commande. Les résultats montrent que dans ce cas, l'utilisation de quatre transistors et d'une diode à base de carbure de silicium par interrupteur conduit à une réduction significative des pertes par rapport à un module IGBT et diodes en silicium. Par ailleurs, les résultats montrent que la stratégie présentée dans la section 3.2.2 conduit par rapport à la stratégie 3.2.1 à une légère augmentation des pertes dans les transistors et à une forte réduction des pertes dans les diodes si bien que les pertes totales sont réduites. De même, les températures de jonction dans les JFET sont légèrement supérieures à celle constatées avec l'autre stratégie alors que la température de jonction des diodes est fortement réduite (figure 14).

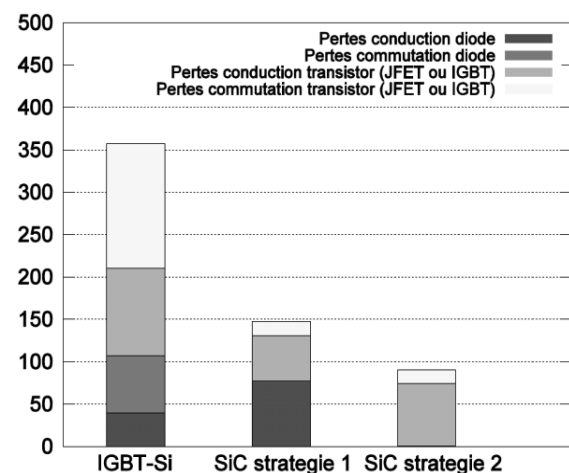


Figure 13: Répartition des pertes calculées de l'onduleur triphasé pour un courant efficace de 40A et une fréquence de commutation de 12kHz

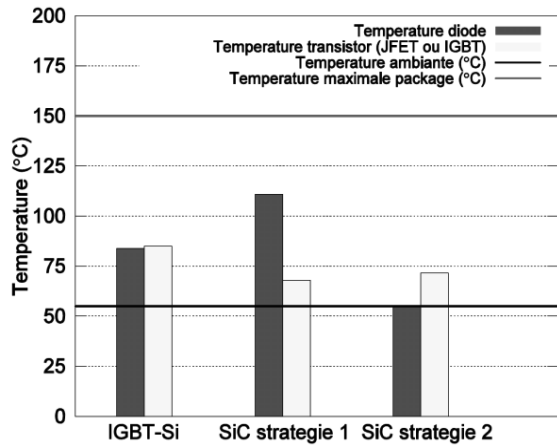


Figure 14: Températures de jonction atteintes par les composants de l'onduleur triphasé

Pour les composants SiC, les pertes en conduction représentent une grande partie des pertes totales, environ 90% pour la première stratégie et 80% pour la deuxième stratégie. Contrairement aux composants Si, on peut donc espérer une augmentation de la fréquence de commutation. La figure 15 montre l'évolution des pertes totales de l'onduleur triphasé en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs pour différentes technologie et les deux stratégies de commande pour un courant de sortie de 40A.

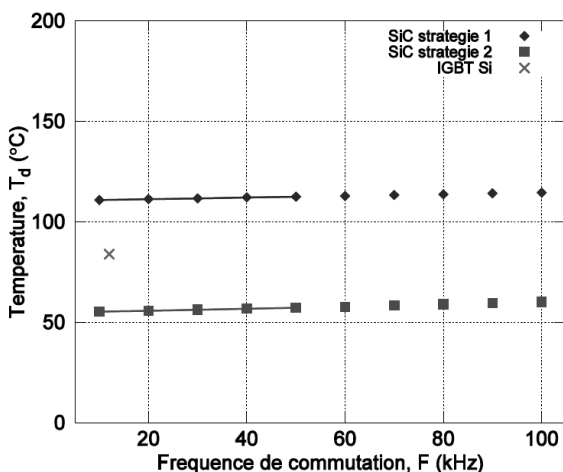
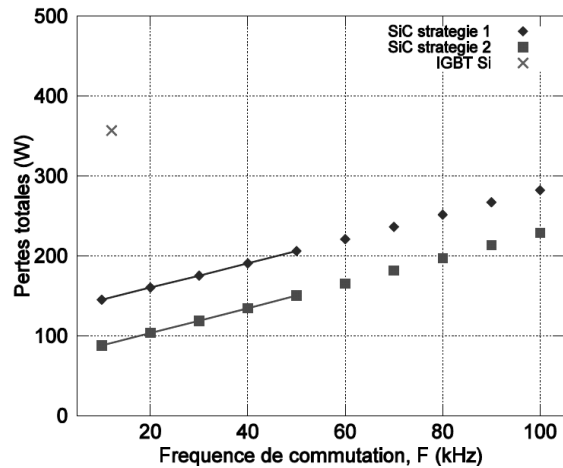


Figure 15

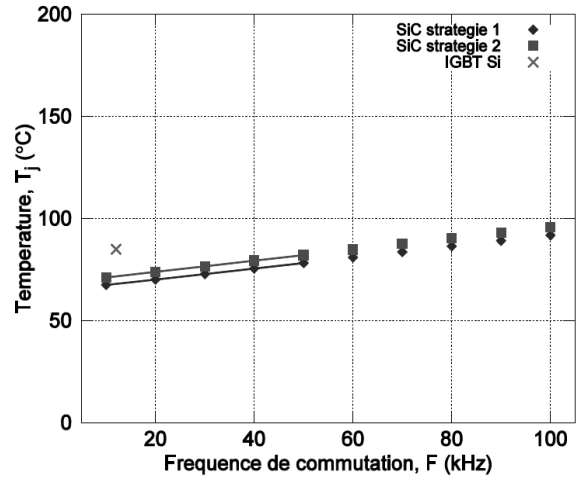


Figure 15: Impact de la fréquence de commutation sur les pertes et la température des composants de l'onduleur triphasé

Pour une fréquence de commutation de 50kHz, la puissance dissipée par le convertisseur utilisant des composants SiC est plus faible qu'un convertisseur à IGBT Si à 12kHz. Une réduction de 38% et 58% est prévue pour les deux stratégies de commande (sections 3.2.1 et 3.2.2) par rapport aux pertes initiales du convertisseur Silicium malgré l'augmentation de la fréquence de commutation. Cependant, la température de jonction atteinte par la diode avec la première stratégie est élevée ($T_d \gg 120^\circ\text{C}$). Il est donc souhaitable de privilégier l'utilisation de la conduction inverse du JFET afin de diminuer les contraintes thermiques sur la diode et augmenter sa durée de vie.

8. Conclusion

Une méthode de prédiction des pertes de pertes pour un onduleur à base de composants SiC a été développée. Elle permet de prévoir les pertes et les températures de jonction dans un interrupteur composé de plusieurs composants en parallèle. Les résultats montrent qu'une réduction significative des pertes est possible par rapport à un onduleur à IGBT Si. Ceci ouvre de nouvelles possibilités telles que la diminution du volume du système de refroidissement ou l'augmentation de la fréquence de commutation. Une cellule de commutation constituée de quatre transistors et une diode SiC a été testée au sein d'un hacheur de tension avec un refroidissement en convection naturelle. Les résultats préliminaires montrent que pour une tension d'entrée de 450V et une puissance de sortie de 12kW, il est possible d'augmenter la fréquence de commutation jusqu'à 100kHz sans entrainer la destruction des composants. La suite du travail sera consacrée à une modélisation expérimentale des pertes par commutation ainsi qu'à une étude des transferts de chaleur entre les composants SiC et l'environnement ambiant afin de

compléter et de finaliser l'estimation des pertes dans un onduleur à interrupteur SiC.

Références

- [1] J. Biela, M. Schweizer, S. Waffler, and J. Kolar, "SiC versus Si -Evaluation of Potentials for Performance Improvement of Inverter and DC - DC Converter Systems by SiC Power Semiconductors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 7, pp. 2872–2882, July 2011.
- [2] Semisouth, "AN-SS1 Silicon carbide enhancement-mode Junction Field Effect Transistor and recommendations for use," Semisouth, <http://semisouth.com/wp-content/uploads/2011/05/AN-SS1rev1.pdf>, Tech. Rep., 2009.
- [3] D. Jiang, R. Burgos, and F. Wang, "Characterization and Loss Estimation of Bridge-based Converter with SiC JFET," in *CPES'10: Center for Power Electronics Systems*, Blacksburg, Virginia, April. 2010.
- [4] J.-S. Lai, Y. H. J. Zhang, and P. Alexandrov, "Characterization of Normally-Off SiC Vertical JFET Devices and Inverter Circuits," in *IAS'05: 2005 IEEE Industry Applications Conference Fortieth IAS Annual Meeting*, Hong Kong, China, Oct. 2005.
- [5] D. C. Sheridan, K. Chatty, V. Bondarenko, and J. B. Casady, "Reverse Conduction Properties of Vertical SiC trench JFETs," in *Proceedings of the 2012 24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, June 2012, pp. 385–388.
- [6] X. Fonteneau, F. Morel, C. Buttay, H. Morel, P. Lahaye, "Predicting static losses in an inverter-leg built with SiC Normally-Off JFETs and SiC diodes," in *APEC'13: IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Long Beach, USA, Mar. 2013.
- [7] M. Bierhoff and F. Fuchs, "Semiconductor Losses in Voltage Source and Current Source IGBT Converters based on Analytical Derivation," in *PESC'04: IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, Jun. 2004, pp. 2836–2842.
- [8] K. Blaabjerg and U. Jaeger, "Power Losses in PWM-VSI Inverter Using NPT or PT IGBT Devices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 358–367, 1995.
- [9] N. Hirao, T. Satonaga, T. Uematsu, and T. Kohama, "Analytical considerations on power loss in a three-armtype uninterruptible power supply," in *PESC'98: IEEE 29th Annual Power Electronics Specialists Conference*, Fukuoka, Japan, May 1998, pp. 1886–1891.
- [10] Semisouth, "Silicon Carbide Power Schottky Diode," Semisouth, http://semisouth.com/wpcontent/uploads/2011/05/DS_SDP30S120_rev1.2.pdf, Tech. Rep., 2011.
- [11] Semisouth, "Normally-OFF Trench Silicon Carbide Power JFET," Semisouth, http://semisouth.com/wpcontent/uploads/2011/05/DS_SJEP120R063_rev1.4.pdf, Tech. Rep., 2011.
- [12] B. Wrzecionko, S. Kach, D. Bortis, J. Biela, and J. Kolar, "Novel AC Coupled Gate Driver for Ultra FastSwitching of Normally-Off SiC JFETs," in *IECON'10: IEEE 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Phoenix, Arizona, Nov. 2010, pp. 605–612.
- [13] X. Fonteneau, F. Morel, H. Morel, P. Lahaye, and E. Rondon-Pinilla, "Impact of gate driver signal on static losses for a SiC switch built with Normally-Off JFETs and a Schottky diode," in *ECCE'12: IEEE Energy Conversion Congress & Exposition*, Raleigh, USA, Sep. 2012.
- [14] A. Bryant, N.-A. Parker-Allotey, D. Hamilton, I. Swan, P. Mawby, T. Ueta, T. Nishijima, and K. Hamada, "A Fast Loss and Temperature Simulation Method for Power Converters, Part I: Electrothermal Modeling and Validation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 248-257, Jan 2012
- [15] D. Jiang, R. Burgos, F. Wang, and D. Boroyevich, "Temperature-Dependent Characteristics of SiC devices: Performance Evaluation and Loss Calculation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1013–1024, Feb. 2012.
- [16] H. Zang. and L. Tolbert, "Efficiency Impact of Silicon Carbide Power Electronics for Modern Wind Turbine Full Scale Frequency Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 21–28, Jan. 2011.

Gérard Lacroux, acteur majeur du développement des machines électriques en France.

Frederic MEER

Labinal Power Systems Division Power
Rond Point René Ravaud - Réau 77550
e-mail: frederic.meer@labinal-power.com

Résumé : *Gérard Lacroux, brillant ingénieur concepteur de machines électriques de l'entreprise Ragonot et auteur de livres sur le sujet, nous a quittés le 17 août dernier à l'âge de 93 ans. Nous souhaitons par ce court article évoquer son apport dans le domaine des machines électriques et rendre hommage à un homme remarquable qui a consacré une part importante de sa vie à partager ses méthodes, son expérience et sa passion.*



Fig.1- Gérard Lacroux dans le laboratoire d'essai des établissements Ragonot.

J'ai eu la chance d'apprendre la pratique du calcul de machines électriques avec Gérard Lacroux qui, après son départ en retraite, continuait de participer au développement des moteurs électriques de la société Ragonot en temps que conseiller. Son expérience et sa compréhension des différents types de machine était si complète que nous faisons appel à lui pour tous les « cas difficiles ». Comme beaucoup de ces scientifiques dont la discrétion et la simplicité est à la mesure de leur savoir, son parcours et son héritage mérite d'être mieux connu.

Gérard Lacroux est né en 1921. Il acquiert ses premières notions d'électricité au contact de son père qui travaille à l'Energie Industrielle, groupe privé de distribution d'électricité. Diplômé de Supelec en 1941 il travaille comme préparateur en travaux pratiques à l'école Sudria (ESME) située à Paris.

En 1945, il entre au sein des établissements Ragonot (fondés en 1917 par Edmond Ragonot, également ingénieur ESE) où il fera toute sa carrière. Lorsqu'il prend ses fonctions, l'entreprise, fondée en 1917, compte plusieurs centaines de personnes et constitue l'un des principaux fabricants français de machines électriques de faible et moyenne puissance. Son activité s'étend du moteur pour machine à coudre à la génératrice pour avion.



Fig.2- Publicité pour les moteurs de machine à coudre et génératrice d'avion fabriquée par Ragonot avant la guerre.

C'est dans ce contexte porteur qu'il fait ses débuts dans le service de Jacques Henri-Baudot, créateur du moteur disque à circuit imprimé, plus connu sous la marque AXEM de la société Parvex. En 1954 il est en charge du bureau de calculs et du service des essais, puis devient directeur technique de l'entreprise.



Fig.3- Salon de l'aviation de 1949 au Grand Palais à Paris où les établissements Ragonot exposent.

Il aura l'occasion de travailler sur presque tous les types de machines et nous n'évoquerons que quelques unes de ses réalisations. Ces approfondissements théoriques seront pour lui l'occasion de publier régulièrement des articles dans la revue L'Electricien et plus tard la RGE (Revue Générale de l'Electricité, née en 1916 de la fusion de la « Lumière électrique » et de la « Revue électrique »).



Fig.4- Gérard Lacroux au salon de l'aviation de 1949

A cette époque, les machines sont souvent plus complexes qu'aujourd'hui pour combler les possibilités limitées de l'électronique de puissance. Les premières diodes de puissance au silicium n'apparaîtront qu'en 1956. Il développe un moteur de lecteur de bande magnétique pour IBM de type asynchrone synchronisé. Ce type de moteur démarre sur le réseau et finit par s'accrocher spontanément à la fréquence de celui-ci grâce au couple de réductance. Le rotor à déplacement axial permet aussi le retour de la tête de lecture pendant la recherche de l'information. Il améliorera plus tard ce type de machine en imaginant un nouveau dessin de tôles rotoriques faciles à réaliser et augmentant le couple (brevet international en 1969).

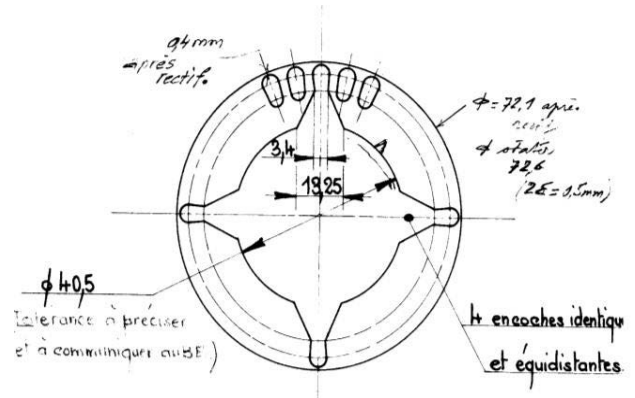
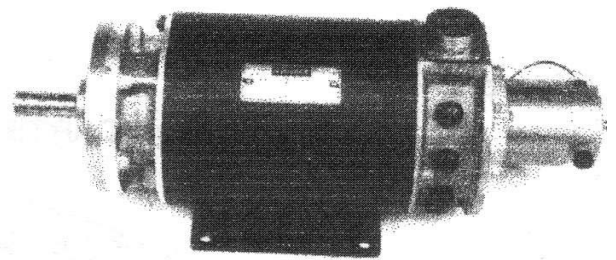


Fig.5- Tôle de rotor de moteur asynchrone synchronisé.

Les années soixante voient l'apparition des premiers moteurs utilisant des aimants en ferrites. Ces derniers étaient apparus au milieu des années cinquante, commercialisés en 1952 par la société Philips sous le nom commercial de « Ferroxdur ». En 1972 il conçoit le premier servomoteur français de commande d'axe pour machine outil. Ces machines (à courant continu et à collecteur) doivent délivrer un couple important à basse vitesse, performance rendue possible grâce à ces nouveaux aimants à forte coercivité.



Servo-moteur de commande d'axe de machine-outil

Fig.6- Moteur à courant continu à aimants ferrites de la société Ragonot (la gamme comprend des moteurs ayant des couples permanents à vitesse lente de 8 à 80Nm)



Fig.7- Document Matra Transport sur le projet de rames automatisées à wagons indépendants ARAMIS¹.

En 1974 à la demande de Matra-Transport, il s'intéresse aux machines à réluctance variable. Il travaille notamment à l'amélioration de la machine de traction pour le projet ARAMIS¹ (précurseur du VAL de Lille). Ce moteur à réluctance, à double saillance, du type vernier construit suivant un brevet des frères Jean et Jacques Jarret, ne donne pas satisfaction. Gérard Lacroux optimise le rapport de largeur de denture et analyse l'influence du nombre de pôles sur le bruit et les vibrations ce qui est l'un des points faibles de ce type de machine.

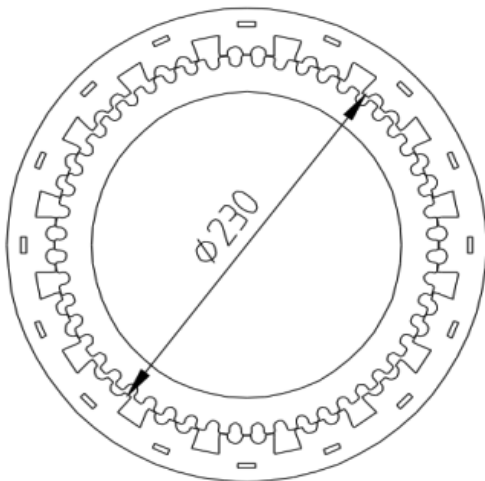


Fig.8- Moteur de roue 20kW 500tr/mn de type vernier réalisé pour le projet ARAMIS par les établissements Ragonot.

¹ ARAMIS : Agencement en Rames Automatisées de Modules Indépendants en Station.

Lorsqu'il quitte l'entreprise, pour prendre une retraite bien méritée en 1981, il continue sa collaboration technique avec les Ets Ragonot et participe au développement des moteurs brushless.

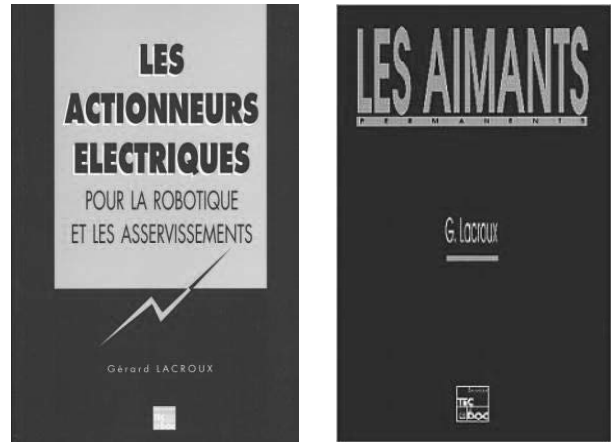


Fig.9 Ouvrages de Gérard Lacroux (premières éditions, respectivement 1986 et 1989)

En 1986 paraît la première édition du livre de référence consacré aux actionneurs électriques « Les Actionneurs Electriques pour la robotique et les asservissements » aux éditions Lavoisier, puis en 1989 chez le même éditeur, « Les Aimants Permanents », livre qui offre une large place à leurs applications. La grande qualité de ces ouvrages est renforcée par le fait que les développements théoriques sont presque toujours accompagnés d'exemples ainsi que d'ordres de grandeurs tirés de machines réelles, ils constituent ainsi de précieux « outils de travail » pour l'ingénieur.

Gérard Lacroux avait un don certain de pédagogue et une grande habileté pour transposer les notions générales aux calculs pratiques de machines électriques. Il avait par exemple mis au point des méthodes de calcul thermique simples qui, associées aux calculs électromagnétiques, facilitaient le dimensionnement. Il me semble que les logiciels modernes ne peuvent remplacer totalement ce genre d'approches basées sur les méthodes analytiques. S'il est certes aujourd'hui possible d'effectuer des calculs par éléments finis qui permettent d'obtenir des résultats d'une grande précision sans faire appel directement à la théorie des machines, les méthodes analytiques quoique moins précises, permettent de mieux comprendre les pistes d'amélioration. Elles restent de remarquables outils, en particulier au début de la conception.



Ayant plus d'une corde à son arc, il écrivait aussi des récits pour son plaisir et avait un don particulier pour relater des anecdotes de sa vie professionnelle. Celle du dispositif censé améliorer « la communication dans l'entreprise » fait penser au film « Playtime » de Jacques Tati. Il y décrit avec humour une époque qu'il a vécue vers les années soixante dix où, la communication étant devenu le mot d'ordre, tout le monde devait pouvoir être instantanément joignable à chaque instant : « *Quant aux collaborateurs, la communication exigeait que l'on puisse les joindre sans délai, où qu'ils se trouvent. Aussi, dans chaque bureau, au-dessus de la porte, se trouvait un ensemble complexe de lampes de couleur qui pouvaient devenir fixes ou clignotantes. Chacun avait son code : le vôtre était, par exemple, vert fixe avec tous deux clignotants le jaune et le rouge. Un puissant signal sonore, sans doute calculé pour le cas où vous vous seriez endormi, vous faisait sursauter.* »... « *Le seul refuge restait l'extérieur ou les waters.* ». Certainement avait il aussi trouvé un autre « refuge » dans l'excellence de son travail, la transmission et la recherche d'idées innovantes, comme cela n'avait pas échappé à M. Henri Baudot avec qui il était resté longtemps en contact : « *Ne vous en laissez pas imposer par la nouvelle Direction. Vous êtes maintenant le seul lien avec le passé de la tradition Ragonot, qui, grâce à vous, s'est maintenue à un si haut niveau de qualité sur le marché actuel* ».

Références :

Gérard Lacroux : « Histoire d'une entreprise industrielle » 3EI N°12 mars 1998.

Gérard Lacroux : « Les Actionneurs Electriques pour la robotique et les asservissements » Editions Lavoisier, 1986, deuxième édition revue et augmentée en 1994.

Gérard Lacroux : « Les Aimants Permanents » Editions Lavoisier, 1989.

Dimensionnement optimal d'un entraînement synchrone pour une application de pompage photovoltaïque

Gilles AGBOKPANZO R. ^{1,a}, Théophile HOUNGAN K. ^{1,b}, Christophe ESPANET ^{2,c}

¹Université d'Abomey-Calavi (UAC), ²Université de Franche-Comté (UFC).

^a richgille@gmail.com, ^b hougank@yahoo.fr, ^c christophe.espanet@univ-fcomte.fr

Résumé : Dans les pays en voie de développement, les systèmes de pompage photovoltaïque, souvent installés dans des zones arides, souffrent malheureusement le plus souvent de pannes qui, par faute de maintenance rendent finalement le dispositif non opérationnel. C'est dans ce contexte que nous proposons une conception optimale du système de pompage photovoltaïque synchrone en tenant en compte le vieillissement thermique de l'entraînement (moteur synchrone et onduleur). L'objectif est alors de dimensionner au plus juste le moteur et l'électronique de puissance vis-à-vis de la durée de vie des panneaux.

La mise en œuvre de ce dimensionnement optimal nécessite dans un premier temps les modélisations géométriques, thermiques et électriques des éléments de l'entraînement. En nous basant sur les vieillissements thermiques des isolations du moteur et de l'onduleur, nous estimons la durée de vie de l'ensemble. Les modèles établis sont la base de l'optimisation multicritère qui est ensuite conduite avec l'algorithme NSGA-II. Un compromis entre la masse et les échauffements est alors proposé de façon à maîtriser le coût de l'installation tout en choisissant un système plus robuste.

Mots-clés : Modèles géométriques, thermiques, électriques de l'entraînement synchrone ; vieillissement thermique, optimisation multicritère.

1 Introduction

De façon très générale, un système de pompage photovoltaïque est constitué

- d'un générateur photovoltaïque,
- d'un système de stockage,
- d'un entraînement électromécanique (onduleur de tension et groupe motopompe).

Dans ce travail, nous avons choisi un pompage au fil du soleil, ce qui nous permet d'éliminer les batteries de stockage du système [1, 2]. Le schéma synoptique du système est alors présenté en Figure 1.

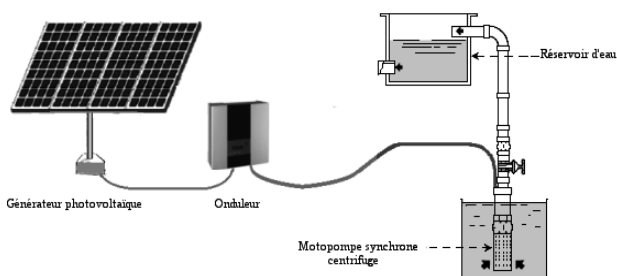


Figure 1 : Schéma synoptique du système étudié

Nous proposons dans ce travail de prendre en compte les défaillances potentielles liées au vieillissement thermique, afin de dimensionner au plus juste le système. L'idée de base est que tous les éléments aient la même durée de vie. On part de celle des panneaux photovoltaïques qui est estimée à environ 30 ans [3] et nous dimensionnons l'entraînement électromécanique

afin de correspondre à cette durée. Nous supposons que les défaillances sont principalement liées à des échauffements excessifs localisés au niveau de la jonction des semi-conducteurs de puissance d'une part et des bobinages des moteurs d'autre part.

Pour dimensionner le moteur, nous nous sommes basés sur une estimation des besoins en eau d'un village des zones rurales. La puissance estimée du moteur pour satisfaire aux besoins en eau de la population choisie est d'environ 2.2kW [4].

Pour effectuer le dimensionnement optimal sous contrainte de vieillissement, nous commençons par présenter les modélisations géométriques et thermiques du moteur synchrone et de l'onduleur.

Nous proposons ensuite un modèle de vieillissement pour estimer les durées de vie des composants étudiés en fonction de l'élévation de température en des points sensibles du dispositif.

Finalement nous présentons et discutons les résultats obtenus.

2. Modélisations géométriques de l'entraînement

Dans cette section, nous présentons les modèles géométriques du moteur synchrone et de l'onduleur. Les détails sur les calculs des masses seront donnés dans le document final.

2.1. Modèle géométrique du moteur synchrone à aimants permanents

La modélisation géométrique de la machine synchrone à aimant permanent s'appuie sur les

dessins des coupes transversale et longitudinale présentées en Figures 2, 3 et 4.

La masse totale de la machine est la somme des masses de tous ses constituants.

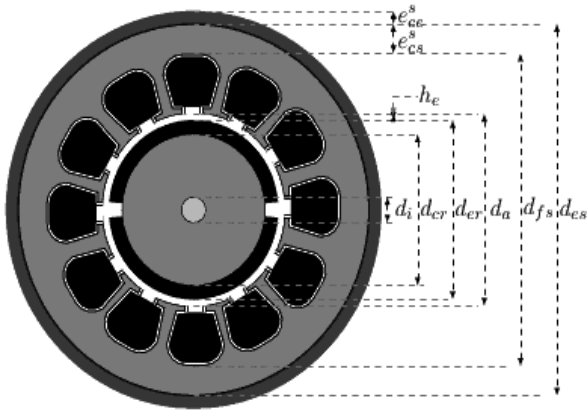


Figure 2 : Coupe transversale du moteur synchrone utilisé

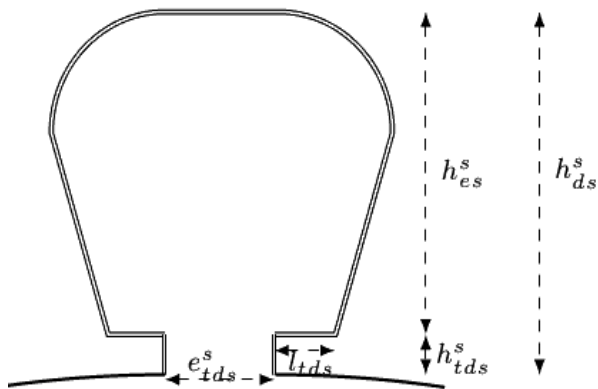


Figure 3 : Encoche statorique

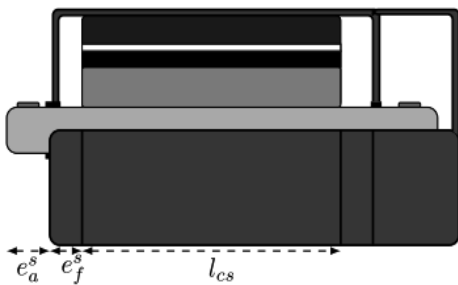


Figure 4 : Vue longitudinale du moteur synchrone

2.2. Modèle géométrique de l'onduleur

L'estimation de la masse de l'onduleur passe par la connaissance des dimensions des interrupteurs de puissance et des constituants du boîtier. En effet, un module est constitué d'un empilement de couches de différents matériaux qui doivent avoir une bonne stabilité mécanique, de bonnes propriétés d'isolation et une bonne conduction thermique [5]. La Figure 5 présente une vue de haut d'un bras d'onduleur

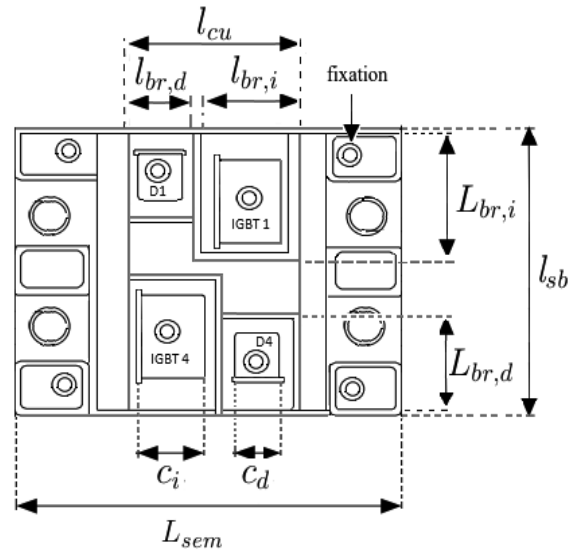


Figure 5 : Vue de haut d'un bras d'onduleur

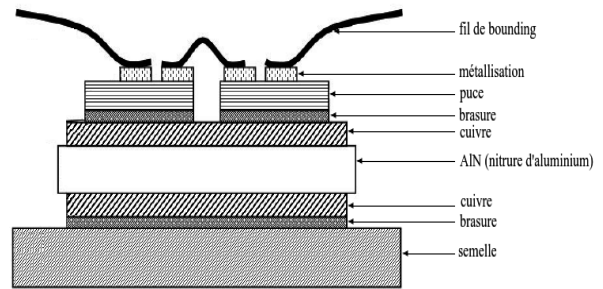


Figure 6 : Structure d'un module d'IGBT

La masse de l'onduleur est supposée être la somme des masses de ses trois bras. Les formes géométriques des couches qui constituent chaque bras étant connues, leur masse peut être facilement calculée connaissant leur composition en matériau (voir [6, 7, 8, 9,10]).

3. Modélisations électriques de l'entraînement

Dans cette section un résumé des modèles électriques du moteur synchrone à aimants permanents et de l'onduleur.

3.1. Modèle électrique du MSAP

Ce modèle est basé sur le schéma équivalent présenté à la figure 7.

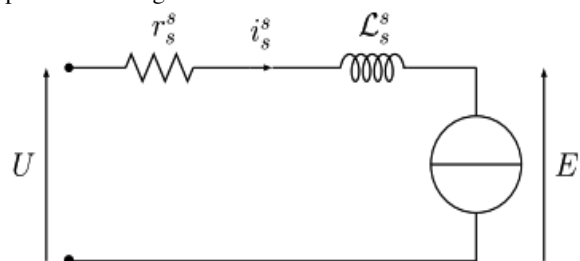


Figure 7 : Schéma équivalent du moteur synchrone à aimant permanent

On a :

$$U = r_s^s i_s^s + L_s^s i_s^s + E \quad (1)$$

La force électromotrice est calculée à partir de la variation du flux traversant une bobine en utilisant la loi de Faraday.

Ainsi la fém dans une phase s'écrit :

$$E = N_{sp} \frac{p_p B_e S_p \omega_m}{\pi} \quad (2)$$

L'inductance de fuite est estimée à partir d'une expression approchée [11] en fonction des paramètres géométriques comme suit :

$$L_s^s = \mu_0 l_{cs} k_{lam} \frac{N_{es}}{3} N_{sp}^2 \left(0,6 + \frac{h_{ds}^s - h_{tds}^s - e_{tds}^s}{3e_{tds}^s} + \frac{h_{tds}^s}{e_{tds}^s} \right) \quad (3)$$

Les pertes dans le moteur synchrone regroupent les pertes Joule au stator et les pertes fer.

3.1.1. Pertes Joule

Les pertes joule au stator du moteur synchrone triphasé sont données par la relation :

$$P_{js} = 3 r_s^s i_s^s{}^2 \quad (4)$$

3.1.2. Pertes fer

Elles comprennent les pertes par hystérésis et par courants de Foucault dans la culasse et les dents statoriques ainsi que les pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents et dans la culasse rotorique par effet d'encoches.

Dans l'approximation que les pertes par courants de Foucault liées au rotor sont négligeable par rapport aux précédentes [12], nous avons :

$$P_{fer}^s = P_{fds} + P_{fcs} \quad (5)$$

Avec :

$$P_{fds} = C_{pfe} \left(\frac{f}{50} \right)^{k_{fe}} \widehat{B}_{ds}^2 M_{ds}^2 \quad (6)$$

Et :

$$P_{fcs} = C_{pfe} \left(\frac{f}{50} \right)^{k_{fe}} \widehat{B}_{cs}^2 M_{cs}^s \quad (7)$$

C_{pfe} et k_{fe} sont des constantes

3.1.3. Modèle magnétique de la machine

Dans cette partie nous avons déterminé les grandeurs magnétiques principalement l'induction dans les différentes parties du moteur. Pour y parvenir, nous

avons utilisé les équations de Maxwell sous leur forme intégrale.

Dans cette modélisation nous supposons que l'induction dans l'entrefer est radiale.

• Le maximum d'induction dans l'entrefer

En supposant que l'induction est sinusoïdale et en se limitant au premier harmonique, on peut déduire la densité du flux dans l'entrefer \widehat{B}_a par la relation suivante [13] :

$$\widehat{B}_a = B_r \frac{e_{aim}}{k_c h_e \mu_r + e_{aim}} \quad (8)$$

avec μ_r la perméabilité relative de l'aimant, B_r l'aimantation rémanente et k_c le coefficient de carter qui transforme une structure à encoche en une structure lisse par conservation de l'induction moyenne dans l'entrefer.

On peut obtenir le maximum d'induction dans l'entrefer par une décomposition en série de Fourier de \widehat{B}_a . Ainsi on retrouve :

$$\widehat{B}_{1a} = \frac{4}{\pi} B_r \frac{e_{aim}}{k_c h_e \mu_r + e_{aim}} \quad (9)$$

Dans la modélisation du système, en supposant que le flux de fuite est négligeable on peut évaluer le flux dans l'entrefer et celui traversant les aimants. On obtient donc :

$$\widehat{B}_e = \widehat{B}_{1a} = \frac{4}{\pi} B_r \frac{e_{aim}}{k_c h_e \mu_r + e_{aim}} \quad (10)$$

• Inductions dans les culasses statorique et rotorique

Le flux traversant l'entrefer se divise en deux et chaque moitié se dirige vers un côté de la culasse. La conservation du flux entre un pôle magnétique et la culasse statorique donne :

$$\frac{\widehat{B}_{1a} S_p}{2} = \widehat{B}_{cs}^s e_{cs}^s \quad (11)$$

Avec S_p la surface d'un pôle magnétique.

Le maximum d'induction dans la culasse statorique peut donc être déduit et écrit sous la forme :

$$\widehat{B}_{cs}^s = \frac{\widehat{B}_{1a} S_p}{2 e_{cs}^s} \quad (12)$$

Or ;

$$S_p = \frac{S_e}{2 p_p} \quad (13)$$



Avec :

$$S_e = \pi d_e l_e s k_f \quad (14)$$

La surface totale de l'entrefer d'où la nouvelle expression de \widehat{B}_{cs}^s sous la forme :

$$\widehat{B}_{cs}^s = B_r \frac{e_{aim} d_e l_e s k_f}{(k_c h_e \mu_r + e_{aim}) e_{cs}^s p_p} \quad (15)$$

La conservation du flux entre l'aimant et la culasse rotorique nous permet d'écrire :

$$\widehat{B}_{cr}^s = \frac{\widehat{B}_{1a} d_{er} \theta_a}{4 e_{cr}^s} \quad (16)$$

Avec θ_a l'ouverture angulaire des aimants.

3.2. Modèle électrique de l'onduleur

Ce modèle présente les pertes dans l'onduleur, qui se résument d'une part aux pertes dans les interrupteurs de puissance (diodes et IGBTs) que sont les pertes de commutation et de conduction et d'autre part aux pertes dues à la traversée de courant dans le cuivre.

3.2.1. Les pertes par conduction dans les IGBTs et les diodes

Les pertes par conduction dans les semi-conducteurs sont obtenues en déterminant tout d'abord leur caractéristique de dissipation en régime statique, en général données par le constructeur. Ces pertes sont indépendantes de la fréquence de commutation et notées ici P_{cond} .

Les pertes par conduction dans chaque IGBT notées P_{tcond} sont exprimées par l'intégration sur une période de la puissance instantanée à leurs bornes.

Une simplification du modèle consiste à maximiser ces pertes en utilisant la chute de tension obtenue en régime nominal (V_{CEsat}), ce qui a pour avantage d'éviter tout sous-dimensionnement de ces dernières en cas d'imprécision des caractéristiques.

Pour l'estimation des pertes par conduction dans un IGBT, nous utiliserons donc la relation ci-après :

$$P_{tcond} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CEsat} i(t) dt \quad (17)$$

En faisant l'hypothèse d'une modulation sinusoïdale bipolaire, on peut définir le rapport cyclique en fonction de la phase du signal modulant, du taux de modulation et du déphasage entre la tension et le courant du moteur électrique.

Considérons que l'onde modulante est de la forme

$$E(t) = M \sin(\omega t),$$

Si $f_o \ll f_p$, avec f_p la fréquence de la porteuse triangulaire et f_o celle de la référence, alors le rapport cyclique peut se mettre sous la forme :

$$\alpha(t) = \frac{\tau_h}{T_p} \approx \frac{1}{2} (1 + M \sin(\omega t)) \quad (18)$$

avec τ_h une durée de l'état haut de la sortie de la MLI. En supposant sinusoïdal le courant de phase, on peut exprimer les pertes par conduction dans les IGBTs comme suit :

$$P_{tcond} = \frac{1}{T} \int_0^T \alpha(t) V_{CE0} I_{max} \sin(\omega t + \varphi) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \alpha(t) r_i I_{max}^2 \sin^2(\omega t + \varphi) dt \quad (19)$$

φ est le déphasage entre le signal modulant, image de la tension simple V qui est pris comme référence, et le courant I de la même phase et r_i est la résistance interne de l'IGBT.

On obtient alors :

$$P_{tcond} = \frac{V_{CE0} I_{max}}{2} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{M}{4} \cos(\varphi) \right) + \frac{r_i I_{max}^2}{2} \left(\frac{1}{4} + \frac{2}{3} \cos(\varphi) \right) \quad (20)$$

Les pertes par conduction dans les diodes sont obtenues par une méthode analogue. Toutefois, il convient de remarquer ici qu'une diode ne conduit que lorsque le transistor en parallèle duquel elle est, est bloqué ; les transistors et les diodes d'un même bras sont donc complémentaires. Si $\alpha(t)$ est le rapport cyclique du transistor alors $(1 - \alpha(t))$ est celui de la diode. Ces pertes sont exprimées comme suit :

$$P_{Dcond} = \frac{V_{F0} I_{max}}{2} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{M}{4} \cos(\varphi) \right) + \frac{r_d I_{max}^2}{2} \left(\frac{1}{4} - \frac{2M}{3} \cos(\varphi) \right) \quad (21)$$

où V_{F0} est la chute de tension directe dans la diode et r_d la résistance interne de la diode.

3.2.2. Les pertes par commutation dans les IGBTs et les diodes

Ces pertes sont plus importantes que les pertes par conduction. On peut distinguer comme pour le cas précédant les pertes par commutation dans les IGBTs et dans les diodes.

La courbe présentée en Figure 8, donnée par le constructeur [14], montre une dépendance presque linéaire entre ces pertes et les courants commutés à l'amorçage et à la fermeture des interrupteurs de puissance.

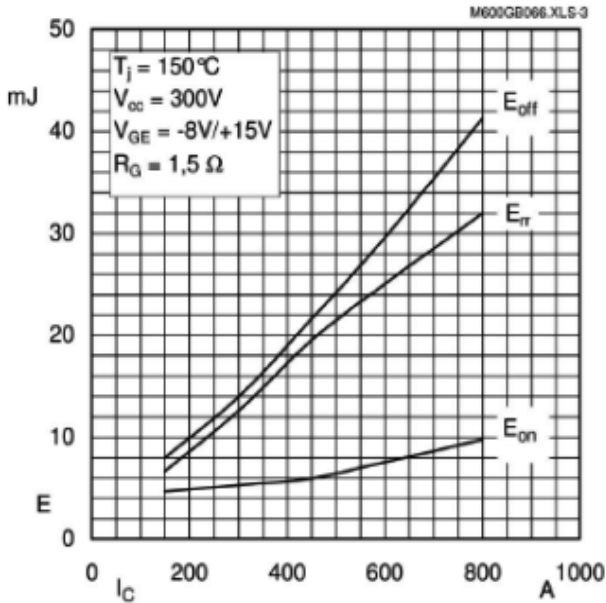


Figure 8 : Évolution des pertes dans les IGBT et Diode en fonction du courant

Les pertes par commutation dans le transistor au blocage et à l'amorçage peuvent s'exprimer respectivement par :

$$P_{Toff} = t_{soff} \cdot I_{on} \cdot V_c \cdot f_{com} \quad (22)$$

$$P_{Ton} = t_{son} \cdot V_c \cdot f_{com} \quad (23)$$

avec :

V_c : la tension d'alimentation,

I_{on} : le courant à l'état passant du dispositif,

t_{son} : le temps total de commutation à l'amorçage,

t_{soff} : le temps total de commutation au blocage,

f_{com} : la fréquence de commutation.

Les pertes par commutations dans les diodes sont dues au phénomène de recouvrement inverse et ne dépendent pas de la tension, à courant donné. Chaque extinction d'une diode s'accompagne de la dissipation d'une énergie E_{rr} dépendant de la valeur du courant dans la diode au moment de son extinction. On a donc :

$$P_{Dcom} = \frac{E_{rr} I_{max}}{\pi I_{on-off}} f_{com} \quad (24)$$

Les pertes par commutation sont toutes fonctions de la fréquence de commutation. Ainsi, une réduction de ces pertes pourrait se faire simplement par diminution de cette fréquence. Toutefois, la qualité de l'onde de sortie de l'onduleur dépend de cette fréquence et donc une réduction de cette fréquence pourrait agir négativement sur le signal de sortie et induire des harmoniques nuisibles pour la machine (pertes, bruit, vibration, vieillissement...).

On se retrouve donc face à un dilemme entre la fréquence et la qualité de l'onde de sortie et il est clair que l'optimisation peut nous aider à trouver le juste compromis entre ces deux paramètres contradictoires.

En définitive, les pertes totales dans une diode et dans un IGBT sont données par :

$$P_D = P_{Dcond} + P_{Dcom} \quad (25)$$

et

$$P_T = P_{Tcond} + P_{Ton} + P_{Toff} \quad (26)$$

4. Modélisations thermiques de l'entraînement

Les modèles thermiques que nous proposons pour les éléments de l'entraînement sont des modèles nodaux simplifiés en régime permanent.

4.1. Modèle thermique de la machine

En notant $\mathfrak{R}_{b,ds}$, \mathfrak{R}_{cs1} , \mathfrak{R}_{cs2} et \mathfrak{R}_{ce} les résistances thermiques respectives entre la bobine et les dents, intérieure, extérieure de la culasse statorique et de la carcasse extérieure ; \mathfrak{R}_c la résistance de convection, $\Delta\theta_{b,o}^s$ la variation de température entre la bobine et l'air ambiant et enfin $\Delta\theta_{se,o}^s$ la variation de température entre la surface extérieure et l'air, le circuit thermique correspondant peut être donné à la Figure 9 :

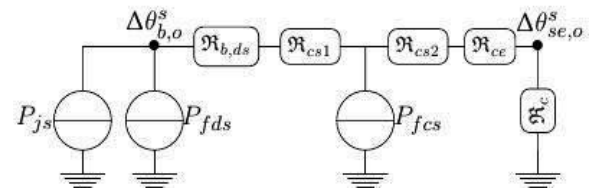


Figure 9 : Schéma thermique simplifié équivalent du MS

Pour plus de détail sur les résistances thermiques, le lecteur est invité à consulter [15, 16, 17, 18, 19]. Le schéma nodal ainsi obtenu nous permet après résolution d'avoir une estimation des variations de la température au niveau des différents nœuds considérés.

4.2. Modèle thermique de l'onduleur

En notant $\mathfrak{R}_{j,bl}$ la résistance thermique de la jonction boîtier pour l'IGBT, $\mathfrak{R}_{j,bd}$ la résistance thermique de la jonction boîtier pour la diode, $\mathfrak{R}_{d,bl}$ la résistance thermique due à la dissipation du boîtier côté IGBT, $\mathfrak{R}_{d,bd}$ la résistance thermique due à la dissipation du boîtier côté diode, $\Delta\theta_j$ l'élévation de la température de l'IGBT, $\Delta\theta_d$ l'élévation de la température de la diode, P_T les pertes Joule côté de l'IGBT, P_D les pertes Joule côté de la diode ; le modèle thermique de l'onduleur inspiré de INFINEON [20] peut être présenté comme indiqué en Figure 10.

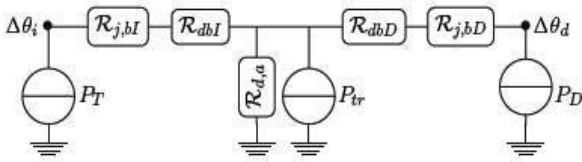


Figure 10 : Schéma thermique simplifié équivalent d'un module IGBT

5. Modèle du vieillissement

Les modèles de vieillissement du moteur synchrone et de l'onduleur sont respectivement basés sur la température du bobinage du moteur et celle des interrupteurs de puissance. Nous supposons que la température de l'enroulement est constante durant tout le temps de fonctionnement du moteur et que le moteur démarre lorsque l'éclaircissement nécessaire est disponible. Nous faisons aussi comme hypothèse que la tension est constante et que le régime transitoire est négligeable par rapport à la durée totale de fonctionnement.

Généralement, la durée de vie de référence est $\tau_{ref} = 100000$ h pour une température de référence de 40°C. Cette durée de vie est diminuée de moitié pour un accroissement de la température de 10°C [21]. Nous supposons que cette durée de vie est de 1000 h lorsque la température de fonctionnement s'élève de 150°C au-dessus de la référence.

Le modèle de vieillissement correspondant peut être donné par la formule :

$$\tau = \tau_{ref} \cdot 2^{\frac{\Delta\theta_{b,o}^s}{10}} (a \cdot \Delta\theta_{b,o}^s + b) \tag{27}$$

où :

τ_{ref} : est la durée de vie de référence,

τ : est la durée de vie pour une élévation de température de $\theta_{b,o}^s$

a et b : sont des constantes.

6. Optimisations et résultats

Pour la mise en œuvre de l'optimisation, nous nous sommes basés sur les deux approches :

(i) premièrement un dimensionnement optimal sur les 30 ans de durée de vie des panneaux, c'est à dire que la durée de vie de la machine et de l'électronique de puissance sera égale à celle des panneaux, supposée valoir 30 ans, soit 76650 h en supposant un taux d'utilisation de 30%,

(ii) ou, deuxièmement, une durée de vie de 15 ans, soit 38325 h, correspondant à la demi vie des panneaux, ce qui impliquera que les composants de l'entraînement seront remplacés une fois sur la durée de vie des panneaux.

Pour raison de simplification, nous avons fixé la fréquence de commutation à 6 kHz mais nous pouvons la varier si nécessaire. Toutefois, une trop faible fréquence de commutation implique de faibles pertes au sein de l'onduleur mais va générer beaucoup d'harmoniques dans le moteur. Ce qui nécessiterait une modélisation des pertes additionnelles liés aux effets des harmoniques d'induction et de courant.

Pour la conception optimale de l'ensemble, nous avons utilisé l'algorithme génétique : NSGA-II [22,23] codé dans le logiciel Matlab [24]. Les résultats obtenus sont présentés par les figures 11 à 16.

- L'optimisation de l'ensemble pour les deux approches nous a permis d'avoir le résultat présenté en figures 11 et 12 :

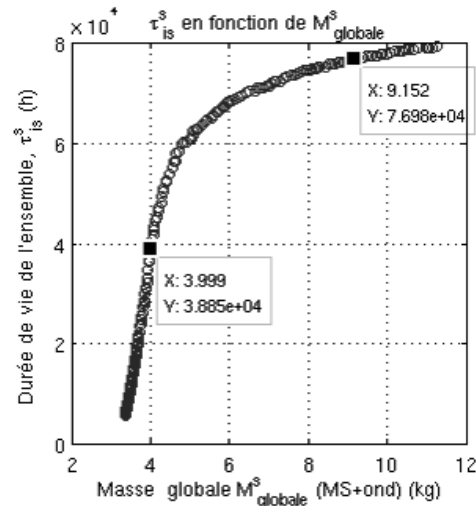


Figure 11 : Evolution de τ_{is}^s en fonction de la masse totale de l'ensemble

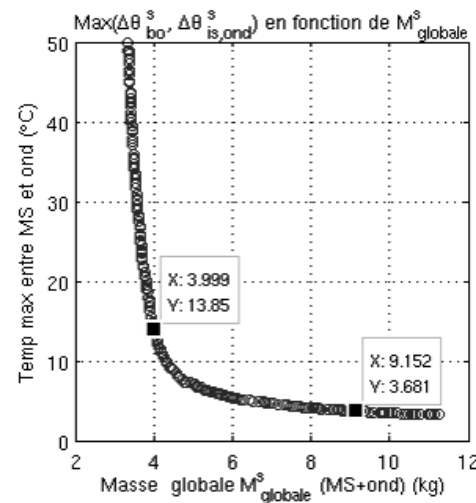


Figure 12 : Evolution de $\max(\Delta\theta_{b,o}^s, \Delta\theta_{is,ond}^s)$ en fonction de la masse globale

La durée de vie de l'ensemble moteur + onduleur correspond à celle de l'élément ayant la plus faible durée de vie et la masse globale, la somme de leur masse. Ainsi la masse globale est d'environ 9,2 kg pour l'approche sur 30 ans de vie, et d'environ 4 kg pour l'approche sur 15 ans de vie.

A partir de ces résultats, les masses et durées de vie correspondantes pour le moteur et l'onduleur sont présentées par les figures suivantes.

- Pour le moteur synchrone,

Nous présentons dans les figures 13 et 14 les masses obtenues ainsi que les durées de vie du moteur pour les deux approches utilisées.

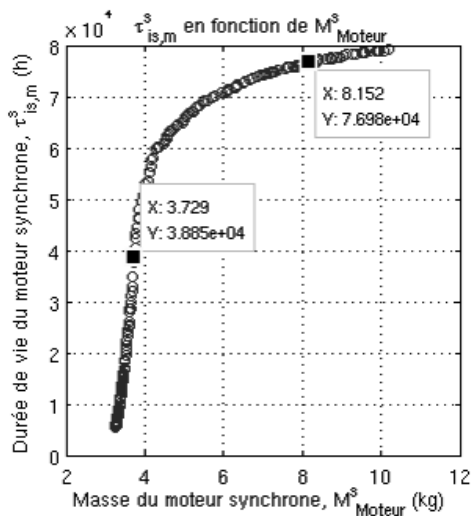


Figure 13 : Evolutions de $\tau_{is,m}^s$ en fonction de la masse du moteur

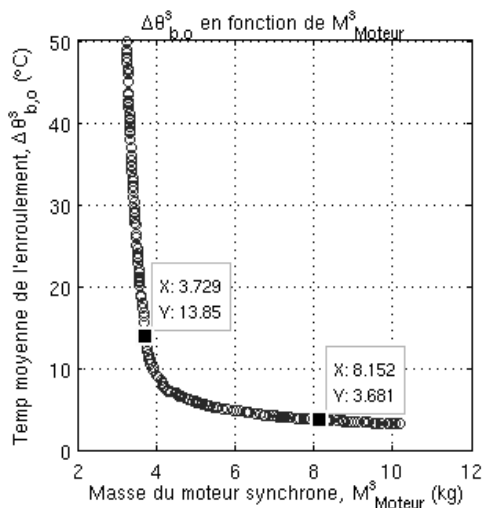


Figure 14 : Evolutions de $\Delta\theta_{b,o}^s$ en fonction de la masse du moteur

Ces courbes révèlent une diminution de la température lorsque la masse augmente. Ceci s'explique

- (i) par une diminution des résistances thermiques lorsque la surface (et donc la masse) croît, et aussi
- (ii) par une diminution des pertes.

A partir de ces résultats on peut noter la non linéarité entre l'élévation de la température et la masse du moteur. Il ne peut donc y avoir une relation de proportionnalité entre ces fonctions objectifs.

- Pour l'onduleur de tension.

Les résultats obtenus pour l'onduleur en considérant les deux approches sont donnés par les figures 15 et 16 :

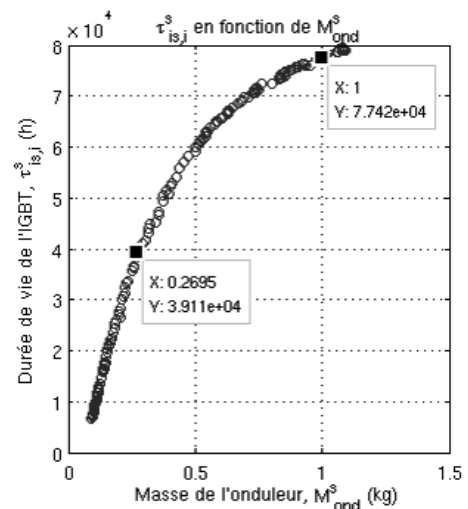


Figure 15 : Evolutions de $\tau_{is,j}^s$ en fonction de la masse de l'onduleur

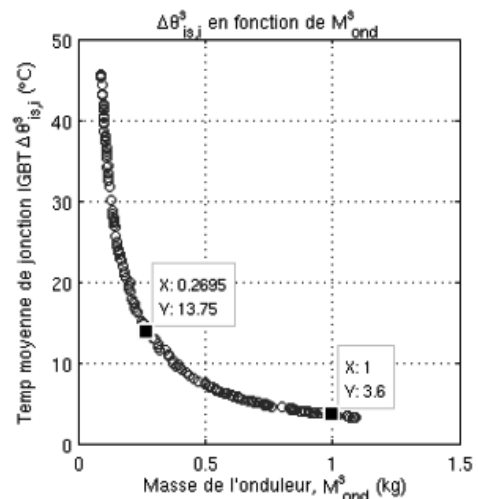


Figure 16 : Evolutions de $\Delta\theta_{is,ond}^s$ en fonction de la masse de l'onduleur

En général, une augmentation de la masse entraîne une diminution de la température. Les dimensions obtenues lors d'une augmentation de la masse pour les différentes parties des éléments considérés limitent les pertes et favorisent une bonne évacuation



et une bonne dissipation de la chaleur ce qui entraîne une faible élévation de la température.

Si nous choisissons de dimensionner les éléments de l'entraînement pour une durée de 30 ans, nous obtenons une masse d'environ 8,2 kg pour le moteur synchrone et environ 1 kg pour l'onduleur de tension. De même lorsqu'on choisit de renouveler une fois ces éléments sur la durée de vie des panneaux, nous obtenons des masses d'environ 3,8 kg et 0,27 kg respectivement pour le moteur et pour l'onduleur de tension.

De tout ce qui précède, il ressort qu'une conception du système basée sur la deuxième approche serait plus bénéfique dans le temps et il s'agira de remplacer le moteur ou de le remplacer son bobinage 15 ans après son installation. En effet, la non linéarité entre la masse et la durée de vie fait que le double de la masse pour la deuxième approche est inférieure à la masse obtenue pour une utilisation sur toute la durée de vie des panneaux. Donc économiquement, le coût de matériaux ne pourra être le même pour les deux approches considérées.

7. Conclusion

Dans cette étude nous avons choisi de faire le dimensionnement optimal des éléments de l'entraînement afin de réaliser un système de pompage photovoltaïque free ou à faible maintenance ; ce qui nous a conduit à développer leur modèle géométrique, électrique et thermique. Une fois ces modèles établis, nous avons proposé un modèle de vieillissement basé sur les points faibles du moteur et de l'onduleur ce qui nous a permis d'estimer leur durée de vie. A partir des résultats obtenus, nous pouvons trouver de bonnes configurations des éléments de l'entraînement pour le type de réalisation voulu.

L'optimisation globale de l'entraînement nous a permis d'avoir une configuration de l'onduleur permettant sa bonne fiabilité par rapport au moteur (soit pour 30 ans : $7,742 \cdot 10^4$ h pour l'onduleur contre $7,698 \cdot 10^4$ h pour le moteur et pour 15 ans : $3,911 \cdot 10^4$ h pour l'onduleur contre $3,885 \cdot 10^4$ h pour le moteur, cf. figures 13, 14, 15 et 16). Le moteur se trouve donc être plus contraignant que l'onduleur.

Cette approche que nous avons mise en œuvre sur le dimensionnement d'un entraînement synchrone pour le pompage photovoltaïque pourrait être appliquée à d'autres dispositifs électromécaniques, mais la vraie difficulté est de disposer de modèles réalistes du vieillissement des composants (machines et interrupteurs de puissance en particulier, mais on pourrait prendre en compte également les condensateurs de puissance aussi par exemple).

Une perspective directe à ce travail pourrait consister à comparer l'optimisation globale de l'entraînement à l'optimisation individuelle des éléments le constituant et à trouver un modèle de vieillissement plus adapté à l'onduleur. Le pompage photovoltaïque au fil du soleil se fait à vitesse variable suivant la puissance disponible ;

une suite directe à ce travail pourrait aussi consister à étendre l'optimisation sur l'ensemble des points de fonctionnement de puissance maximale.

RÉFÉRENCES

- [1] Théodore FOLGEMAN. Système A.M.I : Systèmes Photovoltaïques pour les pays en développement : Manuel d'installation et d'utilisation, septembre 1982.
- [2] Jimmy ROYER and al. Le pompage photovoltaïque : Manuel de cours des ingénieurs et des techniciens. 1998.
- [3] AXENNE. L'énergie solaire photovoltaïque. Technical report, Conseil Général des LANDES, 2008.
- [4] Jean-Eudes OKOUNDE. Problématique d'alimentation en potable de la ville de djougou : Contribution de la gire. Master's thesis, 2009-2010.
- [5] Mauro Ciappa. Selected failure mechanisms of modern power modules. Microelectronics Reliability, pages 653 – 667, 2002.
- [6] Jérôme VALLON. Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [7] Mike FENNER. Understanding the impact of pb-free on solder paste. EPP Europe Magazine, 2003.
- [8] Ludovic MENAGER. Contribution à l'intégration des convertisseurs de puissance en 3D. PhD thesis, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2008.
- [9] Jean-Luc FOCK SUI TOO. Caractérisation et Modélisation de composants IGBT et diode PiN dans leur environnement thermique sévère lié aux applications aéronautiques. PhD thesis, Université Toulouse III - Paul Sabatier, 21 Avril 2010.
- [10] Yassine BELMEHDI. Contribution à l'identification de nouveaux indicateurs de défaillance des modules de puissance à IGBT. PhD thesis.
- [11] Albert FOGGIA. Methodes de Calcul des Inductances de frutes. Ed. Techniques Ingénieur, 1999.
- [12] Patrick RAGOT. Modélisation analytique multi-physique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents. PhD thesis, ÉCOLE POLYTECHNIQUE FÉDÉRALE DELAUSANNE, 2008.
- [13] Abdenour ABDELLI. Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre 2007.
- [14] SEMIKRON. Trench igbt modules skm 600gb066d. Technical report, 05-09-2006.

- [15] F.P. Incropera, D.P. DeWitt, T.L. Bergman, and A.S. Lavine. Fundamentals of Heat and Mass Transfer 5th Edition with IHT2.0/FEHT with Users Guides. Wiley, 2001.
- [16] Emre Dikmen and Al. Thermal modeling of a mini rotor-stator system. In International Mechanical Engineering Congress Exposition, pages 1–6, Florida, USA, 2009. IMECE.
- [17] A. BOGLIETTI. A simplified thermal model for variable-speed self-cooled industrial induction motor. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, pages 945–952, 2003.
- [18] Vincent DEBUSSCHERE and al. Minimization of lifecycle energy cost of a single-phase induction motor. IEEE, pages 1441–1448, 2009.
- [19] Gilles. R. AGBOKPANZO and al. Optimal design of synchronous engine used in a system of photovoltaic pumping with consideration the ageing. ©IJESET, volume 7 pages :540–546, Oct. 2014.
- [20] INFINEON. Dimensioning program iposim for loss and thermal calculation of Infineon igbt modules. Technical report, Technical Documentation, 2006.
- [21] A.H. BONNETT. Cause and analysis of stator failures in three-phase squirrel-cage induction motors. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, pages 921–937, 1992.

Études théorique et expérimentale des pertes par courants de Foucault dans les aimants permanents à partir d'un dispositif de type électroaimant

P.K. CHETANGNY^{1,2}, F. DUBAS¹, S. HOUNDEDAKO², A. VIANOU² et C. ESPANET¹

¹Institut Femto-ST, Université de Franche-Comté

²Ecole Polytechnique d'Abomey-Calavi, Université d'Abomey-Calavi

Résumé : La tendance actuelle dans les transports électriques (e.g., la traction ferroviaire, les véhicules électriques et/ou hybrides électriques) ou encore dans les grandes éoliennes à attaque directe est d'utiliser des machines synchrones à aimants permanents (APs) utilisant des terres rares pour leurs grandes performances massiques. Toutefois, un inconvénient majeur de ces machines est l'existence de pertes pouvant être importantes dans les APs, notamment lorsque le bobinage est concentrique autour des dents. Ces pertes sont à l'origine d'une dégradation du rendement, mais elles peuvent aussi être à l'origine d'échauffements excessifs des APs, avec des risques de désaimantation d'une part et des risques de décollement d'autre part. Afin de mieux appréhender les différents phénomènes physiques qui interviennent dans ces pertes, nous avons considéré un électroaimant en forme de U à armature plate, dans lequel sont insérés des APs. Dans cet article, nous décrivons tout d'abord ce dispositif expérimental, puis nous présentons des modèles numériques par éléments finis (EF) en 2D/3D permettant d'évaluer les différents paramètres influençant les pertes dans les APs. Nous proposons ensuite une approche de modélisation (semi-)analytique 3D ayant des temps de réponse faibles. Cette approche est finalement confrontée aux modèles numériques.

Mots-clés : Électroaimant, pertes, aimants permanents(AP), modélisation, numérique, (semi-)analytique

1. Introduction

Les APs présentent un intérêt pour la magnétisation de circuits magnétiques du fait de l'absence des pertes Joule existants dans le circuit d'excitation. Dans le cas de l'utilisation des terres rares (i.e., Nd-Fe-B ou Sm-Co), les APs sont particulièrement avantageux dans la mesure où ils permettent d'atteindre des rendements et des compacités particulièrement élevés pour les machines synchrones à APs. Toutefois ces moteurs possèdent également des inconvénients : ils sont coûteux, ils possèdent une température limite de fonctionnement, des risques de désaimantation. Les causes de désaimantation irréversible sont l'application d'un champ démagnétisant excessif et/ou une température élevée. En général, bien avant la température de Curie, on observe des pertes d'aimantation partielles mais non réversibles. Les pertes dans les APs d'une machine synchrone sont essentiellement dues aux courants de Foucault créés par la variation de l'induction [1]. Les différentes origines des variations d'induction dans les APs sont : l'effet de réluctance du stator (i.e., harmoniques spatiales de dents) d'une part et la forme d'onde de la force magnétomotrice (i.e., harmoniques spatiales de la distribution des bobines et harmoniques temporelles de la forme d'onde des courants d'alimentation) d'autre part [2]-[14]. Ces pertes provoquent une augmentation de la température de l'aimant dont elles peuvent modifier les propriétés et en provoquer la démagnétisation [15]-[18]. Les pertes par courants de Foucault sont calculées sous l'hypothèse que les lois de comportement électriques et magnétiques de l'AP sont linéaires : conductivité

électrique σ et perméabilité magnétique relative μ_r constantes [2].

Dans le présent travail, nous considérons un dispositif expérimental simple, i.e., un électroaimant, permettant d'analyser expérimentalement les pertes par courants de Foucault dans des APs et ainsi de valider différents modèles numériques et (semi-) analytique. Plus précisément, dans la première partie, nous décrivons le dispositif expérimental considéré, puis, dans une deuxième partie, nous présentons les résultats du calcul des pertes dans le dispositif expérimental : d'abord avec une approche de modélisation (semi-)analytique 3D puis avec un calcul numérique par éléments finis en 2D/3D [19].

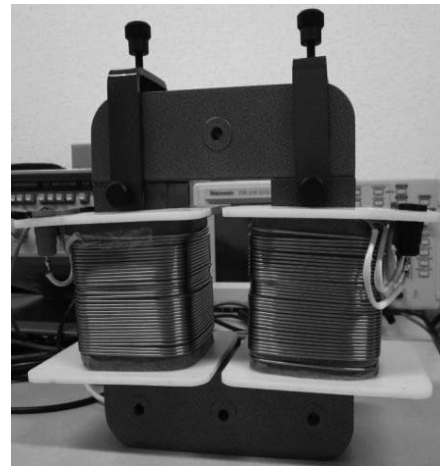


Figure 1. Dispositif expérimental d'étude des courants de Foucault

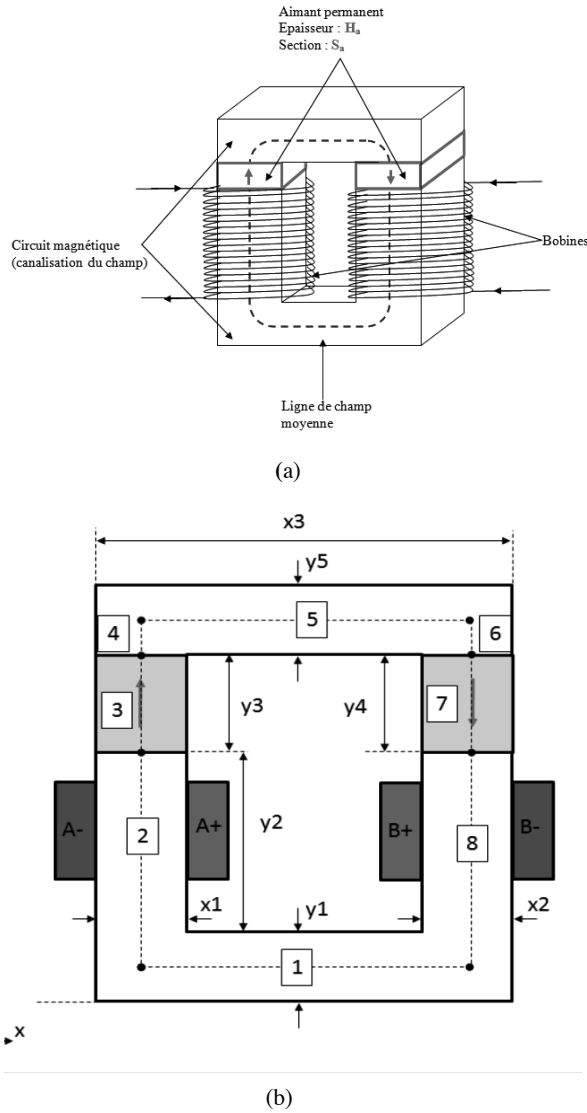


Figure 2 : *Électroaimant : a) Schéma d'étude et b) Circuit équivalent magnétique (CEM).*

Tableau 1 *Caractéristiques des éléments constitutifs de l'électroaimant.*

Induction rémanente de l'AP, B_{ra} [T]	Perméabilité relative de l'AP, μ_{ra}	Résistivité électrique de l'AP, ρ_{ra} [$\Omega \cdot m$]	Valeur RMS du courant, nxI_j [A]	Fréquence du courant, f [kHz]	Type d'aimant
1.1	1.0446	0.16×10^{-5}	250x12	0-20	Nd-Fe-B

Tableau 2. *Paramètres géométriques de l'électroaimant.*

Prof [mm]	$x1, x2$ [mm]	$x3$ [mm]	$y1, y5$ [mm]	$y2$ [mm]	$y3, y4$ [mm]
43	43	150	43	104	10

2. Dimensionnement d'un dispositif expérimental :

Le dispositif expérimental est présenté sur les Fig. 1 et 2. Il s'agit d'un électroaimant en forme de U à armature plate contenant deux APs. Les Tableaux 1 et 2 donnent les caractéristiques principales des éléments constitutifs de l'électroaimant. Il est composé de deux bobines, couplées en parallèle et alimentées en courant sinusoïdal de fréquence fixe ou variable, pour faire varier le flux magnétique dans les APs. L'usage de deux bobines permet de limiter les fuites. Par ailleurs le niveau d'induction magnétique choisi est faible et le circuit magnétique est feuilleté afin de limiter les pertes fer.

On notera que des essais sont en cours et seront présentés dans de futures études. À titre indicatif, deux essais sont effectués pour mesurer les pertes dans les APs : un essai avec le dispositif sans les APs afin de caractériser le circuit magnétique (i.e., les pertes fer) et un deuxième avec le dispositif avec les APs afin de déterminer les pertes par courants de Foucault dans les APs. Toutefois, dans ce papier, nous nous limitons à des calculs théoriques qui sont présentés dans les paragraphes suivants.

3. Mise en équation des pertes par courants de Foucault dans les APs

a) Circuit équivalent magnétique (CEM) :

La méthode semi-analytique utilisée est celle du CEM non-linéaire (i.e., réseau de réluctances ou de perméances). Les hypothèses de cette modélisation sont :

- 2D (i.e., les effets de bords sont négligés) ;
- La conductivité électrique dans les APs sont négligées (i.e., non prise en compte de la réaction d'induit dans les APs) ;
- Les fuites proches de APs et des bobines sont négligées ;
- L'induction magnétique est normale à la surface des APs (i.e., seule la composante selon Oy est considérée).

Le CEM est constitué de 8 réluctances, à savoir 2 réluctances linéaires (i.e., 3 et 7) et 6 réluctances non-linéaires (cf. Fig. 2). Les effets de saturation dans le CEM sont pris en compte à l'aide de la caractéristique $B(H)$ des tôles du circuit magnétique représentée Fig. 3.

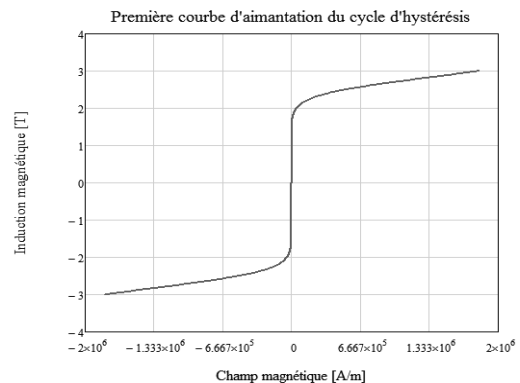


Figure 3 : *Courbe de première aimantation (CEM).*

La caractéristique est modélisée par la fonction de Marrocco (i.e., à champ faible). Les coefficients d'interpolation (i.e., k_1, k_2, k_3 et k_4) sont déterminés à partir de la méthode des moindres carrés suivant les données du constructeur. La fonction de perméabilité relative est définie par :

$$\mu_{ri}(B_i) = \frac{B_i}{\mu_0 \cdot H_i(B_i)} \quad (1)$$

$$H_i(B_i) = \frac{B_i}{\mu_0} \cdot \left[\frac{b_i^{2k_3} \cdot (k_2 - k_1)}{b_i^{2k_3} + k_4} + k_1 \right] \quad (2)$$

avec $b_i = B_i / 1T$ et i l'indice des réluctances $i \neq \{3, 7\}$ (cf. Fig. 2a.)

Le flux de mailles $\psi_i(t)$ est déterminé à partir d'une méthode numérique non-linéaire, dite du gradient conjugué, en résolvant :

$$FMM_i(t) - S_c \cdot \mathfrak{R}_i[\psi_i(t)] \cdot S_c^T \cdot \psi_i(t) = 0 \quad (3)$$

où $FMM_i(t)$ représente le vecteur de force magnétomotrice (1x1) due aux APs et aux courants d'excitation des bobines, S_c la matrice de connexion (1x8) permettant de faire le lien entre les flux de mailles et les flux de branches et qui est définie par :

$$S_c = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1] \quad (4)$$

et $\mathfrak{R}_i[\psi_i(t)]$ la matrice diagonale de réluctances (8x8) exprimée par :

$$\mathfrak{R}_i[\psi_i(t)] = \frac{l}{\mu_{ri}(B_i) \cdot S} \quad (5)$$

$$l = \begin{bmatrix} l_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & l_8 \end{bmatrix} \text{ et } S = \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & S_8 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Les flux de branches et les inductions magnétiques sont déterminés par :

$$\phi_i(t) = S_c^T \cdot \psi_i(t) \quad (7)$$

$$B_i(t) = S^{-1} \cdot \phi_i(t) \quad (8)$$

En utilisant le circuit équivalent magnétique (CEM) non-linéaire et en appliquant la transformée de Fourier rapide, l'induction magnétique dans les APs (i.e., $i = 3$ et 7) est donnée par :

$$B_{A_i}(t) = \sum_{uh=1,2,3,\dots}^{U_{\max}} HB_{A_{uh}} \cdot \cos(uh \cdot \omega \cdot t - \varphi B_{A_{uh}}) \quad (9)$$

$$HB_{A_{uh}} = \frac{2}{\sqrt{2} \cdot U_{\max}} \cdot |cfft(B_{A_i})_{uh}| \quad (10)$$

$$\varphi B_{A_{uh}} = \arg(cfft(B_{A_i})_{uh}) \quad (11)$$

où uh représente l'harmonique temporelle, U_{\max} le nombre d'harmonique maximal de la série de Fourier, $HB_{A_{uh}}$ et $\varphi B_{A_{uh}}$ respectivement l'amplitude et le déphasage harmonique de l'induction magnétique dans les APs, et $\omega = 2\pi \cdot f$ la pulsation électrique.

On notera que la modélisation par série de Fourier des inductions magnétiques dans les APs permet de prendre une forme quelconque de l'induction. La présence d'harmonique d'induction magnétique est liée à la forme d'onde du courant d'alimentation d'une part et au niveau de saturation magnétique d'autre part. Les allures du courant d'excitation et de l'induction dans les APs sont présentées en Fig. 4.

b) Pertes 3D par courants de Foucault dans les APs :

Les pertes par courants de Foucault dans les APs sont calculées en considérant les lignes de courants de Foucault dans l'AP comme indiqué sur la Fig. 5 (un chemin rectangulaire de largeur x et de longueur y). On considérera qu'il n'existe qu'une seule boucle rectangulaire de courant par AP ou par segment d'AP.

On notera que cette hypothèse n'est pas toujours vraie dans une machine électrique : dans ce cas le nombre de boucles est lié à la longueur d'onde du champ tournant relativement à la largeur et la profondeur des aimants.. La méthode utilisée est basée sur la détermination de la résistance équivalente d'un AP à partir des paramètres géométriques. Le calcul analytique des pertes dans les APs est développée à résistance limitée (i.e. l'effet de peau est négligé), contrairement aux EF 2D et 3D où l'on considère le champ de réaction d'induit créé par les courants de Foucault circulant dans les APs

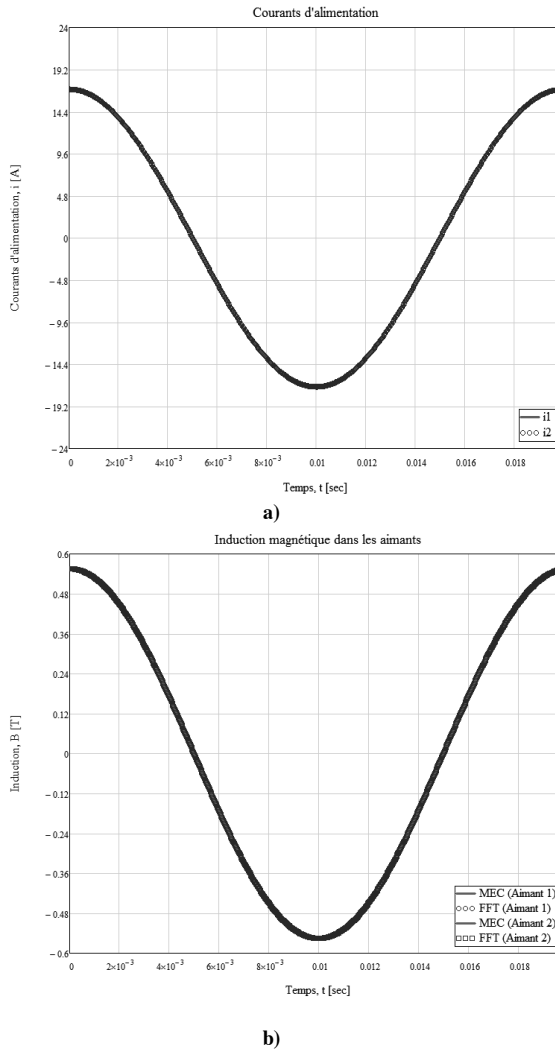


Figure 4 : Forme d'onde : a) courant d'excitation b) induction magnétique dans les APs.

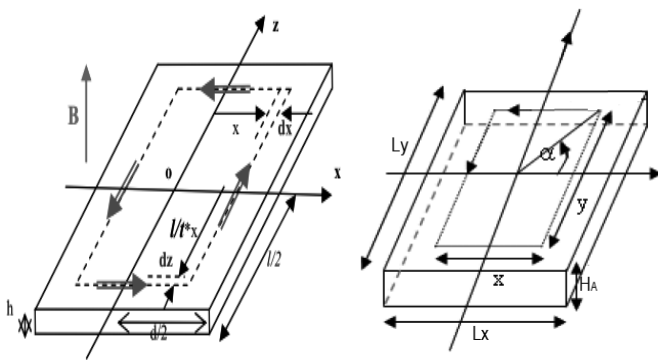


Figure 5. Courants de Foucault en 3D dans un AP en forme rectangulaire [8].

Les pertes instantanées par courants de Foucault dans les APs sont définies par :

$$p_{A_i}(x,t) = \frac{E_{A_i}(x,t)^2}{R_A(x)} \quad (12)$$

où $E_{A_i}(x,t)$ représente la force électromotrice induite par la variation du flux dans les APs donnée par :

$$E_{A_i}(x,t) = -\frac{\partial \phi_{A_i}(x,t)}{\partial t} \quad (13)$$

$\phi_{A_i}(x,t)$ le flux dans l'AP traversant une reluctance défini par :

$$\phi_{A_i}(x,t) = B_{A_i}(t) \cdot S(x) \quad (14)$$

$$S(x) = 4 \cdot \frac{Ly}{Lx} \cdot x^2 \quad (15)$$

et $R_A(x)$ la résistance équivalente d'un AP exprimée par :

$$\begin{aligned} R_A(x) &= \rho_A \cdot \frac{L_A}{S_A} = 4 \cdot \frac{\rho_A}{H_A} \cdot \left(\frac{x}{dy} + \frac{y}{dx} \right) \\ &= 4 \cdot \frac{\rho_A}{H_A} \cdot \frac{(Lx^2 + Ly^2)}{Ly \cdot Lx} \cdot \frac{x}{dx} \end{aligned} \quad (16)$$

Les pertes moyennes par courants de Foucault dans un AP s'expriment par :

$$P_{A_i} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} \int_0^T p_{A_i}(x,t) \cdot dx \cdot dt \quad (17)$$

$$= \frac{1}{2} \cdot K_{Fouc} \cdot \sum_{uh=1,2,3,\dots}^{U_{max}} (uh \cdot \omega)^2 \cdot HB_{A_{uh}}^2$$

$$K_{Fouc} = \frac{1}{16} \cdot \frac{H_A}{\rho_A} \cdot \frac{(Ly \cdot Lx)^3}{(Lx^2 + Ly^2)} \quad (18)$$

Et finalement les pertes moyennes totales par courants de Foucault dans les APs sont données par :

$$P_{A_{tot}} = P_{A_3} + P_{A_7} = 2 \cdot P_{A_3} \quad (19)$$

4. Calcul numérique des pertes par courants de Foucault dans les APs

Comme expliqué plus haut, le calcul numérique 2D/3D des pertes dans les APs est effectué en prenant l'effet de peau dans les APs (résolution en régime harmonique). Le modèle EF 2D/3D du dispositif expérimental est présenté Fig. 6.

La Fig. 7 représente le maillage du dispositif expérimental sous les EF 3D. On notera qu'il est nécessaire d'adapter au mieux le maillage à la physique du problème et au temps de calcul. En effet, la finesse du maillage dépend des contraintes



géométriques (maillage d'une région très mince par exemple), mais également des contraintes physiques du problème (variation importante de la perméabilité dans un élément, épaisseur de peau...). En règle générale, les éléments doivent être d'autant plus petits que la variable d'état varie rapidement [19]. Pour mailler l'épaisseur de peau, nous avons utilisé des éléments de type rectangulaires ou hexaédriques, i.e., le maillage réglé (2D) et un maillage extrusif à base réglée (3D). Le reste du dispositif est maillé avec le maillage automatique. Les discrétisations affectées aux points sont résumées dans le Tableau 3. Pour gagner du temps de calcul, deux symétries ont été exploitées, réduisant ainsi le modèle 3D au quart du modèle, tandis que celui en 2D a été réduit de moitié.

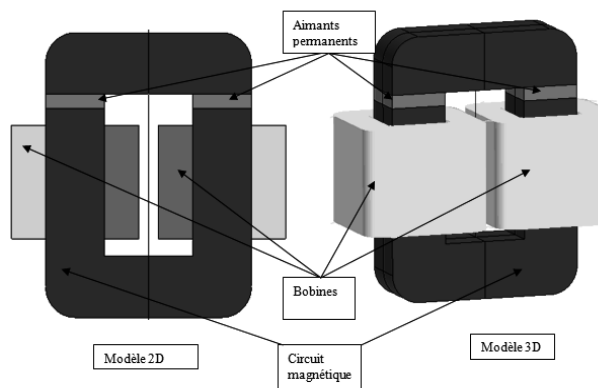


Figure 6 : Modèle EF 2D/3D du dispositif expérimental.

La Fig. 8 représente les distributions d'induction en 2D/3D dans l'électroaimant. On peut constater que les densités de flux sont très proches en 2D/3D, ce qui signifie que les effets 3D affectent peu la distribution du champ. Il faut noter que ces résultats ont été obtenus avec des APs non aimantés se comportant comme un entrefer de perméabilité relative égale à celui des APs.

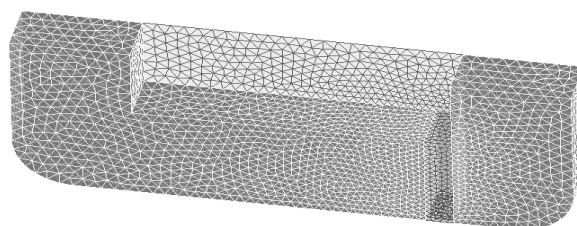


Figure 7 : Maillage du dispositif expérimental.

Les Figs. 9 et 10 représentent les pertes par courants de Foucault dans les APs/. Les résultats numériques sont obtenus par des simulations en régime sinusoïdal forcé et les pertes sont tracées en fonction de la fréquence f . Nous traçons sur la même figure les résultats obtenus par le modèle semi-analytique en 3D à résistance limitée.

Tableau 3 Discrétisation points pour maillage.

LARGE [mm]	MEDIUM [mm]	SMALL [mm]
10	5	2.5
boite infini	circuit magnétique	aimant

La Fig. 11 montre les lignes de champ en 2D ; ceci permet d'apprécier les fuites magnétiques et de vérifier la validité de l'hypothèse d'inexistence de fuites.

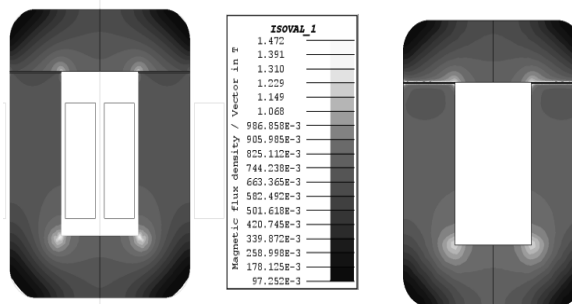


Figure 8 : Induction en 2D (à gauche) et en 3D (droite) [19].

La Fig. 12 présente la densité de courant dans les APs pour $f = 20$ kHz et 50 Hz. On peut remarquer l'influence de l'effet de peau pour des fréquences élevées. Par ailleurs nous pouvons également constater que les lignes de courant ne suivent pas vraiment un chemin rectangulaire comme nous l'avions supposé ; les lignes suivent plutôt des ellipses concentriques. Cela peut expliquer les différences obtenues au niveau du calcul des pertes dans les APs. Pour expliquer les différences constatées au niveau des pertes, nous avons relevé l'induction magnétique dans les APs à trois différents points (i.e., points 1, 2 et 3) ainsi qu'un chemin au centre de l'AP ainsi comme présenté sur la Fig. 13. Les composantes normales (i.e., suivant l'axe y) en 2D/3D sur les points sont comparées avec celle obtenue avec le CEM. Cette comparaison est représentée sur la Fig. 14. On remarque bien des écarts au niveau de l'induction magnétique dans les APs pour les modèles EF 2D/3D et semi-analytique 3D. Ceci explique principalement les différences observées au niveau des pertes EF 2D/3D et semi-analytique 3D

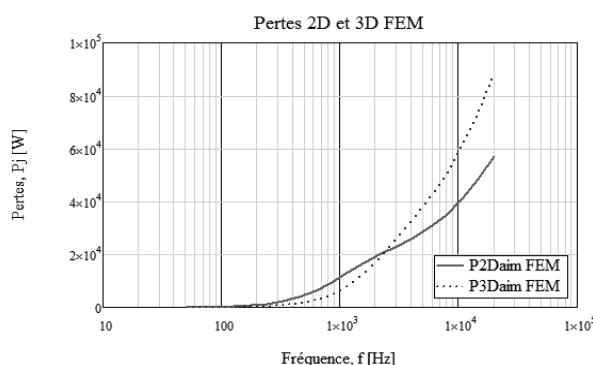


Figure 9 : Pertes 2D et 3D EF.

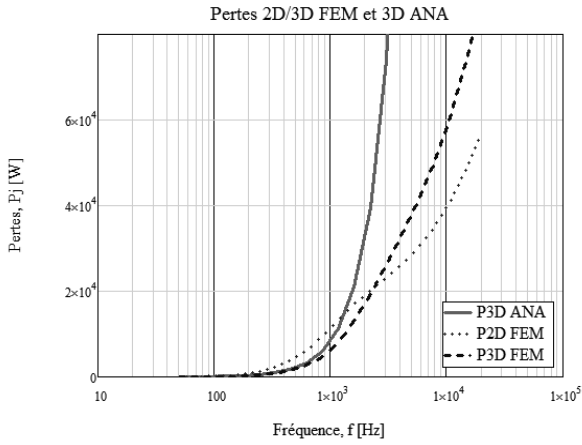


Figure 10 : Comparaison des pertes 2D, 3D EF et 3D ANA

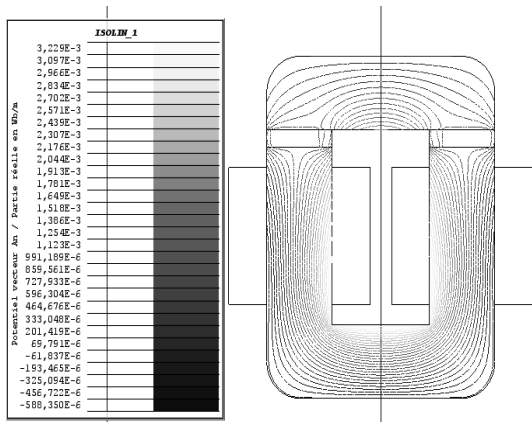
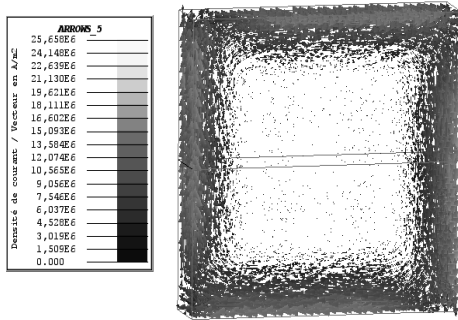
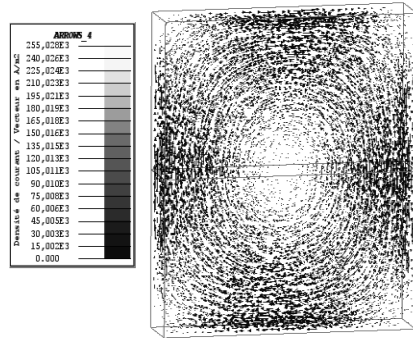


Figure 11 : Lignes du potentiel vecteur en 2D.



a)



b)

Figure 12 : Flèches de la densité de courant : a) 20 kHz et b) 50 Hz.

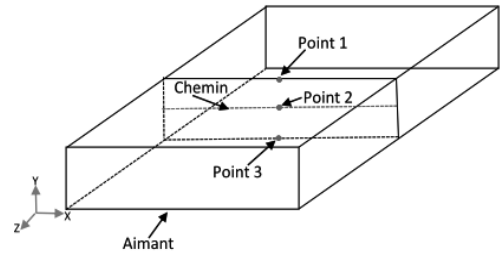
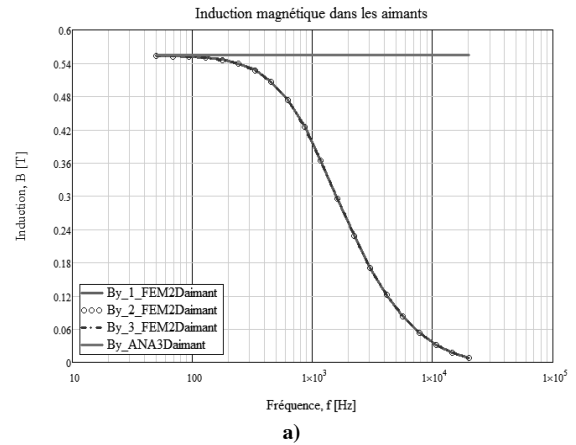
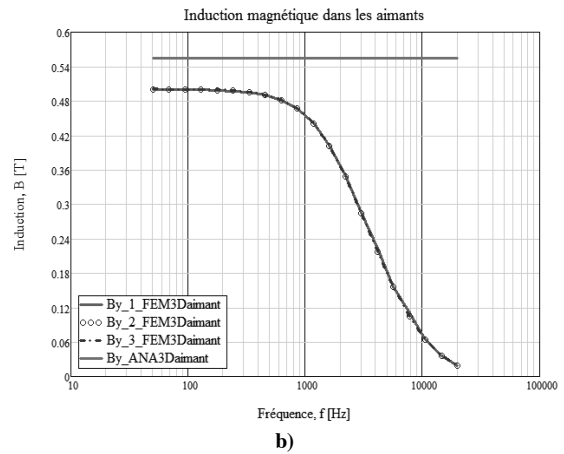


Figure 13 : Points et chemin de mesure en 2D/3D de l'induction magnétique dans les APs.



a)



b)

Figure 14 : Composantes normales sur les différents points : a) 2D/3D ANA et b) 3D/3D ANA.

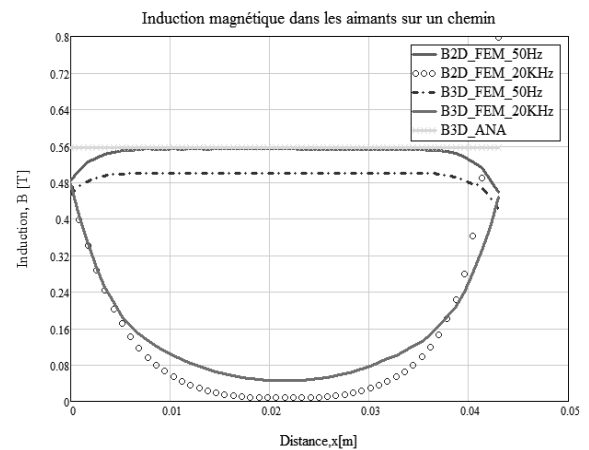


Figure 15 : Composantes normales en 2D/3D/3D ANA sur le chemin à f = 50 Hz et 20 kHz.

La Fig. 15 représente les composantes normales en 2D/3D et 3D ANA sur le chemin [cf. Fig. 13] à différentes fréquences, i.e., $f = 50$ Hz et 20 kHz. Dans le modèle semi-analytique, nous avons fait l'hypothèse selon laquelle l'induction était normale à la surface de l'AP et constante comme montré sur la figure, ce qui n'est pas vrai à toutes fréquences. Pour les fréquences élevées cette hypothèse n'est plus vérifiée puisque l'effet de peau commence à se prononcer. On constate qu'au centre de l'AP la valeur de l'induction pour les modèles EF est plus faible que sur les bords pour les fréquences élevées tandis qu'elle est quasiment la même pour les fréquences faibles. Ceci vient confirmer que l'effet de peau est assez prononcé pour les fréquences élevées, ce qui provoque logiquement une divergence des pertes calculées en EF 2D/3D et de celles calculées en 3D semi-analytique.

Conclusions

Dans cet article, nous proposons de calculer les pertes magnétiques créées par les courants de Foucault dans les APs. À cet effet, pour mieux appréhender les différents phénomènes physiques qui interviennent dans les pertes dans les APs, nous avons étudié un électroaimant en forme de U à armature plate, dans lequel sont insérés des APs. Ce dispositif nous permet d'aborder de façon pragmatique le problème des pertes dans les APs. L'un des problèmes qui se posent est la séparation de ces pertes avec les autres pertes qui ont lieu dans le dispositif. En effet, il n'est pas aisé de trouver le ratio pertes fer/pertes APs puisque les deux ont lieu simultanément dans le dispositif et évoluent différemment en fonction de la fréquence. Ce travail permet donc de comprendre et d'étudier séparément les différents effets des divers paramètres sur les pertes. La modélisation en 3D apporte un plus car elle permet d'analyser les phénomènes dans un cas très proche du cas réel. Nous pourrions par exemple étudier l'effet des harmoniques spatio-temporelles sur les pertes dans les APs d'une machine électrique. Quoi qu'il en soit, en comparant les résultats obtenus analytiquement et numériquement nous constatons une certaine cohérence pour les basses fréquences jusqu'à une certaine valeur mais les résultats divergent pour les fréquences plus élevées. Cela signifie qu'il faut revoir certaines hypothèses émises lors du calcul notamment le chemin des courants de Foucault, l'inexistence de fuites, la prise en compte de la conductivité électrique dans les APs, l'existence de l'effet de peau, et la variation de l'induction magnétique dans les APs. Ce sont autant de pistes à explorer pour de futurs travaux.

References

[1] A. Benabou, S. Georges, S. Clenet, "Permanent magnet modeling for dynamic applications", *Journal of magnetism and magnetic material*, Vol. 320, No. 6, pp. 830-835, 2008

[2] H. Polinder, and M.J. Hoeijmakers, "Eddy-current losses in the segmented surface-mounted magnets of a PM machine", *IEEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 146, No. 3, 1999

[3] Y. Wang, "Analyse et mesure des pertes dans les rotors des machines synchrones", Thèse de doctorat, Supélec, 2005

[4] W-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J-C. Vannier, "Optimisation of segmentation for Reduction of Eddy-Current Losses in Permanent Magnet Synchronous Machine", *IEEE Trans. Energy Conv.*, Vol. 25, pp. 381-387, 2010.

[5] J. Klotzl, M. Pyc and, and D. Gerling, "Permanent Magnet Loss Reduction in PM Machines using Analytical and FEM Calculation", *SPEEDAM*, 2010.

[6] A. Bettayeb, R. Kaczmarek, and J-C. Vannier, "Analytical Estimation of Rotor Loss Due to Stator Slotting of Synchronous PM Machines", *World Academy of Science, Engineering and Technology*, Vol. 66, 2010.

[7] M. Mirzaei, A. Binder, B. Funieru, and M. Susie, "Analytical Calculation of Induced Eddy Currents Losses in the Magnet of Surface Mounted PM Machine with Consideration of Circumferential and Axial Segmentation Effects", *IEEE Trans. on Magn.* 2011.

[8] A. Bettayeb, X. Jannot, and J-C. Vannier, "Calculation of Rotor Magnet Eddy-Current Losses for High Speed IPMSM", *ICEM*, 2010.

[9] H. Polinder, and M.J. Hoeijmakers, "Eddy-current Losses in the Permanent Magnets of a PM Machine", *IEMDC*, 1997.

[10] K.J. Binns, M.S.N. Al-Din et, and P.J. Lisboa, "Use of canned rotors in high-field permanent magnet machines", in *Proc. IEE-B Electr. Power Appl.*, Vol 139, No 5, pp. 471-476, 1992.

[11] F. Dubas, and C. Espanet, "Semi-analytical solution of 2-D rotor Eddy-current losses due to the slotting effect in SMPMM", *COMPUMAG*, 2009.

[12] M. Bork, R. Blissenbach, and G. Henneberger, "Identification of the loss distribution in a transverse flux machine", *ICEM*, 1998.

[13] Z.Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield, and D. Howe, "Improved analytical modeling of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface mounted permanent magnets", in *Proc. IEE Electr. Power Appl.*, Vol. 151, No. 6, pp. 641-650, 2004.

[14] F. Dubas, C. Espanet, and A. Miraoui, "Field diffusion equation in high-speed surface mounted permanent magnet motors, parasitic eddy-current losses", *ELECTROMOTION*, 2005.

[15] F. Deng, "Commutation-caused eddy-current losses in permanent magnet brushless direct current motors", *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 33, No. 5, pp. 4310-4318, 1997.

[16] F. Deng, and T.W. Nehl, "Analytical modelling of eddy current losses caused pulse width modulation switching in permanent magnet brushless direct current motors", *IEEE Trans. on Magn.*, Vol. 34, No. 5, pp. 3726-3728, 1998.

[17] K. Atallah, D. Howe, P.H. Mellor, and D.A. Stone, "Rotor loss in permanent magnet brushless AC machines", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 36, No. 6, pp. 1612-1618, 2000.

[18] J.D. Ede, K. Atallah, G.W. Jewell, J.B. Wang, and D. Howe, "Effect of axial segmentation of permanent magnets on rotor loss of modular brushless machines", *IEEE IAS*, Vol. 3, pp. 1703-1708, 2004.

[19] FLUX2D and FLUX3D, "Manuel d'utilisation", Version 10.4, www.cedrat.com.

Propriétés diélectriques d'une résine époxy chargée d'alumine sous l'effet du champ électrique continu et de la température

Hanen YAHYAOUÏ

Institut d'Electronique du Sud, Université Montpellier 2/CNRS, Montpellier, France

hanen.yahyaoui@ies.univ-montp2.fr

Résumé : Le comportement diélectrique d'une résine époxy chargée en alumine est analysé dans le présent travail en vue de son utilisation dans de l'appareillage haute tension continue. La rigidité diélectrique du matériau sous champ continu est étudiée en fonction de la température. Les densités de courant traversant le matériau en régime quasi-permanent lorsqu'il est soumis à des champs électriques continus compris entre 1 kV/mm et 40 kV/mm, déterminées dans un intervalle de températures de 20 °C à 105°C, sont analysées. Les mécanismes de conduction prédominants ainsi déterminés et l'évolution des propriétés diélectriques du matériau soumis à un vieillissement électrothermique à 125°C, sous des contraintes électriques continues allant de 4kV/mm à 12 kV/mm, sont étudiés et discutés, dans le but d'améliorer la conception d'appareillages haute tension courant continu.

Mots-Clés : Diélectrique, résine époxy, haute tension continue, conduction, rigidité, charge d'espace

1. Introduction

Les projets de « super réseaux intelligents » prévoient, dans l'avenir, la construction de centrales de production d'énergie électrique à des milliers de kilomètres des centres de consommation [1]. Actuellement, le transport de l'énergie se fait principalement en courant alternatif, mais dans le cas de transport sur des longues distances, le transport en courant continu est économiquement et techniquement plus avantageux. Les principaux verrous au développement de ce type de réseau se situent au niveau du câble et des appareillages, qui doivent être conçus selon des critères spécifiques et comporter des matériaux isolants ayant des propriétés adaptées. En effet, il est établi que, sous fort champ continu, la distribution du champ électrique peut être affectée par des charges électriques injectées au niveau des électrodes et piégées dans l'isolant. L'accumulation de ces charges d'espace est susceptible d'augmenter de manière significative les valeurs du champ électrique dans l'isolant, en accélérant son vieillissement et en amorçant la rupture diélectrique. L'interface électrode/isolant et la variation de la conductivité électrique du matériau avec le champ et la température sont des facteurs déterminants dans la dynamique de ce processus.

Depuis des nombreuses années, ont montré leur fiabilité en tant qu'isolants pour la haute tension alternative dans les disjoncteurs à isolation gazeuse [2]. Elles sont notamment utilisés en tant que composites englobant des charges minérales (silice, alumine), qui permettent d'améliorer leurs caractéristiques thermiques et mécaniques. Cependant, leurs propriétés et leur comportement restent encore insuffisamment connus sous fortes contraintes continues et nécessitent des études approfondies si l'on souhaite les utiliser pour des applications haute tension à courant continu. Dans le présent travail, nous nous intéressons ainsi à leur rigidité diélectrique sous champ continu, à leurs propriétés de conduction et d'accumulation de charges d'espace et, d'une manière plus générale, à l'évolution de ces

matériaux lorsqu'ils sont soumis à des contraintes électro-thermiques pendant des longues durées (vieillessement).

2. Mise en oeuvre expérimentale

2.1. Matériaux et échantillons

Le matériau étudié est une résine époxyde composée d'une matrice de Diglycidyl éther de Bisphénol A (DGEBA), d'un durcisseur anhydride (HY 225) et d'une charge d'alumine (Al_2O_3). Le taux de charge est de 66% en masse. Le type d'échantillon utilisé dans ce travail est représenté dans la Figure 1. Il s'agit d'échantillons de type plaque carrée, qui, afin de limiter les effets liés à l'augmentation du champ électrique aux bords des électrodes, ont subi un usinage dans l'épaisseur pour obtenir un profil de la zone contrainte électriquement s'apparentant à un profil Rogowski. L'épaisseur au centre (zone « utile ») a été de 0,7 mm.

2.2. Rigidité diélectrique

Des tests de rigidité diélectrique ont été effectués selon les prescriptions de la norme CEI 60243-1[3] sur des échantillons ayant le profil de la Figure 1. Dans le but de s'approcher au plus des caractéristiques intrinsèques du matériau en réduisant les décharges à la surface, les échantillons ont été pourvus d'électrodes en graphite de 50 mm de diamètre. Afin d'allonger les lignes de champ électrique, un tube isolant de hauteur 120 mm a été collé sur chaque échantillon. La tension appliquée durant les a été délivrée par une alimentation haute tension continue de type Sefelec HT19, pouvant délivrer des valeurs jusqu'à 150 kV. La tension a été appliquée puis augmentée automatiquement en raison de 2kV/s jusqu'à atteindre la rupture diélectrique de l'échantillon. Les essais se sont déroulés dans de l'huile silicone, à trois températures (20°C, 60°C et 85°C). L'utilisation de l'huile a permis de limiter

sensiblement d'éventuels phénomènes de contournement. Les échantillons à tester ont été préalablement portés à la température d'essai dans une étuve. La température de l'huile chauffée a été soigneusement contrôlée tout au long de l'étude.

Du fait de la distribution aléatoire des défauts structurels dans un échantillon, la mesure de rigidité diélectrique d'un polymère ne peut se satisfaire d'une seule mesure. Il y a donc lieu à procéder à plusieurs tests et en faire une analyse statistique. Pour cette raison, les tests de rigidité ont été effectués sur 50 échantillons à 25°C, sur 28 échantillons à 60°C et sur 45 échantillons à 85°C. Les données recueillies sont traitées statistiquement en utilisant la loi de Weibull à deux paramètres [4] :

$$P(E_i) = 1 - \exp \left[- \left(\frac{E_i}{\alpha} \right)^\beta \right] \quad (1)$$

Avec α facteur d'échelle qui représente la rigidité diélectrique pour $P(\alpha) = 0,632$ et β facteur de forme, relié à la dispersion des données. La rigidité diélectrique E_i est calculée à travers le rapport entre la tension de claquage U_c et l'épaisseur de l'échantillon (distance entre électrodes) d :

$$E_i = \frac{U_c(i)}{d} \quad (2)$$

Pour déterminer la probabilité $P(E_i)$, nous avons utilisé l'expression de Ross [5-6] :

$$P(E_i) = \frac{N_i - 0,44}{N_{max} + 0,25} \quad (3)$$

Avec N_i et N_{max} respectivement le rang de l'échantillon et le nombre total d'échantillons claqués. Généralement, la loi de Weibull est tracée dans un diagramme bi-logarithmique, de manière à être aisément linéarisée à partir de la relation (1) [5-6] :

$$\log_{10} \left[\ln \left(\frac{1}{1 - P(E_i)} \right) \right] = \beta \left[\log_{10}(E_i) - \log_{10}(\alpha) \right] \quad (4)$$

On peut alors déterminer par régression linéaire les valeurs des paramètres α et β .

2.3. Courants de conduction

Pour la détermination expérimentale des valeurs des courants de conduction, chaque éprouvette a été pourvue, sur l'une des faces, de 2 électrodes concentriques : l'une en forme de disque, composée d'une couche d'or superposée à une couche de chrome, de diamètre 30 mm (électrode de mesure), l'autre de type couronne de diamètre intérieur 34 mm, ayant pour rôle de dériver les courants superficiels vers la terre (anneau de garde). Sur l'autre face, une électrode circulaire de 54 mm de diamètre a été déposée (électrode « haute tension », servant à appliquer le potentiel) (Figure 2). Afin d'allonger les lignes de contournement, un tube isolant de hauteur 100 mm et de diamètre légèrement supérieur à

l'électrode haute tension a été également collé sur chaque échantillon.

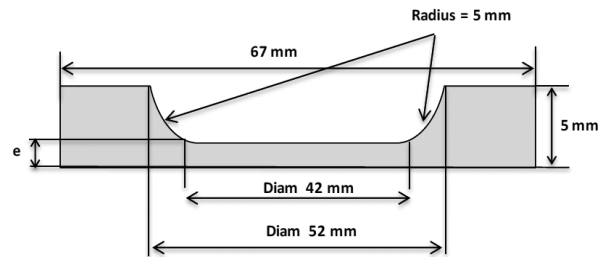


Figure 1. Profil des échantillons utilisés

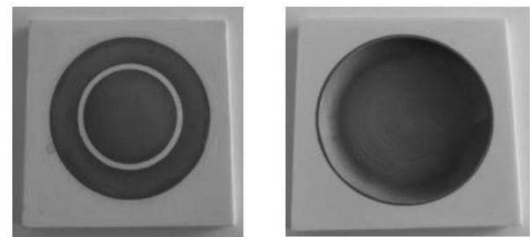


Figure 2. Electrodes d'un échantillon utilisé pour la mesure des courants de conduction

Pendant la mesure, chaque échantillon a été placé dans une étuve régulée et porté à la température désirée. Les mesures ont été effectuées aux températures suivantes : 20°C, 60°C, 85°C et 105°C. Le montage qui a servi lors de ces mesures est schématisé dans la Figure 3. Les tensions appliquées aux électrodes (jusqu'à 27 kV) ont été délivrées par une source haute tension continue stabilisée (Fug HCP140-35000). Les mesures de courant ont été effectuées à l'aide d'un électromètre Keithley 6517A.

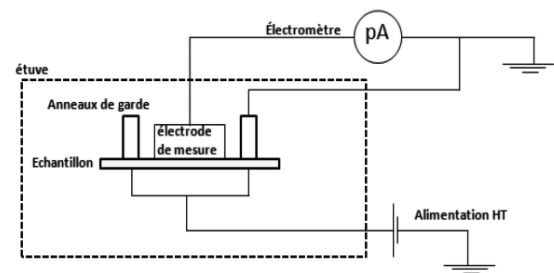


Figure 3. Mise en oeuvre expérimentale pour la détermination de la caractéristique I-V

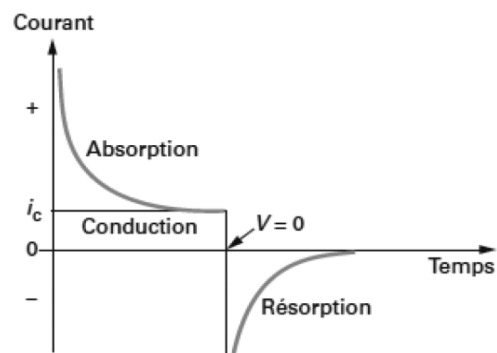


Figure 4. Courants d'absorption, conduction et résorption

Les caractéristiques courant-tension (I-V) à une température donnée ont été tracés à partir des valeurs du courant mesuré en régime quasi-permanent. En effet, à la mise d'un diélectrique sous tension continue, il apparaît d'abord un courant transitoire (dit courant d'absorption), qui décroît en fonction du temps. Il traduit les différents phénomènes liés aux déplacements localisés des charges dans le matériau (polarisation) et/ou aux interfaces entre celui-ci et ses électrodes. La durée de ce régime transitoire dépend de la structure du matériau et du champ appliqué, et peut être très longue avant d'obtenir une valeur stable du courant i_c , qui correspond uniquement à la conduction (Figure 4). Le régime permanent n'est atteint en pratique qu'après des temps extrêmement longs (plusieurs heures, voire quelques jours ou semaines). Pour cette raison, les calculs sont le plus souvent effectués à partir des courants pseudo-permanents, c'est à dire dont la variation en fonction du temps est très faible [7]. Une fois le régime quasi-permanent atteint, l'échantillon est mis en court-circuit pendant une durée équivalente à celle de la mesure (résorption) afin d'assurer sa dépolarisation complète. Pour tracer les caractéristiques I-V, nous avons relevé la valeur du courant après 10 000 s (Figure 6 ci-après).

2.4. Spectroscopie diélectrique mesures de charges d'espace

La capacité et le facteur de pertes des échantillons ont été mesurés en utilisant un analyseur d'impédance Solartron SI 1260 connecté à une interface diélectrique 1296 et à une cellule d'essais. Les mesures ont été réalisées à température ambiante dans une gamme de fréquences allant de 0,1 Hz à 1MHz, sous une tension alternative de 2V efficace. Les échantillons employés n'étant pas des structures plan-parallèles, la détermination de la permittivité à partir de la capacité C mesurée par le spectroscope n'est pas possible avec l'expression bien connue $C = \epsilon_0 \epsilon_r S/d$. La capacité totale de l'échantillon C peut être vue comme la mise en parallèle de deux capacités C_1 et C_2 : C_1 correspond à la zone d'épaisseur constante $d = 0,7$ mm et de diamètre 42 mm (donc de surface $S = \pi \times 42^2 \text{ mm}^2 / 4$), alors que C_2 correspond à la zone se trouvant à la périphérie des électrodes, d'épaisseur variable. On peut alors écrire :

$$C = C_1 + C_2 = C_1 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) = \delta_g \cdot C_1 \quad (5)$$

A partir des dimensions de l'échantillon (Figure 1), nous avons déterminé par simulation le facteur « de géométrie » $\delta_g = 1,37$, ce qui nous a permis par la suite d'extraire la valeur de la capacité plan-parallèle C_1 directement de la capacité mesurée C , puis à l'aide de l'expression de C_1 .

2.5. Vieillessement électro-thermique sous champ continu

Afin de déterminer l'effet de l'exposition prolongée du matériau à des contraintes électro-thermiques comparables à celles pouvant être rencontrées en service,

15 échantillons ont été vieillis durant 70 jours dans une étuve régulée en température à 125°C. Pour limiter les décharges autour des électrodes et éviter l'utilisation de liquides diélectriques, le vieillissement a été réalisé sous azote à une pression de 1 bar. Une cellule spéciale a été fabriquée pour assurer ces conditions de vieillissement. En utilisant les valeurs des champs « seuils » donnés par les résultats de courants de conduction, le vieillissement a été fait sous 3 champs continus 12, 8 et 4 kV/mm. Un diviseur de tension couplé à la cellule a permis d'appliquer simultanément les 3 champs de vieillissement dans la même cellule. Ainsi, des lots de 5 échantillons ont été vieillis respectivement sous 12, 8 et 4 kV/mm. Les échantillons ont été retirés périodiquement de la cellule de vieillissement et des mesures de capacité, de facteur de pertes et de charges d'espace ont été effectuées.

La mesure de charges d'espace accumulée durant le vieillissement a été suivie par la méthode de l'onde thermique [8-9], en conditions de court-circuit et avec un échelon thermique de -30K (25°C à -5°C)

3. Résultats et discussion

3.1. Rigidité diélectrique sous champ continu

L'exploitation des résultats obtenus suite aux tests de rigidité a été effectuée en utilisant la statistique de Weibull (EMBF, ou valeur du champ critique moyen de bon fonctionnement, correspond à $EMBF = \dots$, tel que $P(EMBF) = 0,632$). Dans la Figure 5 sont représentés les résultats obtenus aux trois températures (25, 60 et 85°C). A partir de ces courbes, nous avons déterminé les valeurs de facteur d'échelle α et de facteur de forme β regroupés dans le Tableau 1.

Les rigidités obtenues varient de 109 à 127 kV/mm, en fonction de la température. Ainsi, si la rigidité varie peu entre 25 et 60°C, elle diminue de 15% à 85°C. On peut noter que le facteur de forme est sensiblement le même à 25°C et à 60°C, mais plus élevé à 85°C. Comme ce facteur diminue avec l'augmentation de la dispersion, il témoigne d'une dispersion plus importante des résultats pour les essais réalisés aux températures inférieures à 85°C.

En effet, malgré un nombre important d'échantillons testés (ex. 50 échantillons à 25°C), la dispersion des résultats est restée supérieure à 15% à 25°C et à 60°C. Les résultats des tests de rigidité étant liés à l'état de surface, il est probable que cette dispersion soit liée à l'usinage réalisé pour réduire l'épaisseur des échantillons et obtenir le profil souhaité. La dispersion plus faible observée à 85°C peut alors s'expliquer par un léger ramollissement du matériau avec la température, ayant tendance à réduire les irrégularités dues à l'usinage.

Dans tous les cas, il s'agit de valeurs largement supérieures à la valeur du champ appliqué lors d'une



utilisation dans un disjoncteur à isolation gazeuse (qui ne dépasse pas quelques kV/mm).

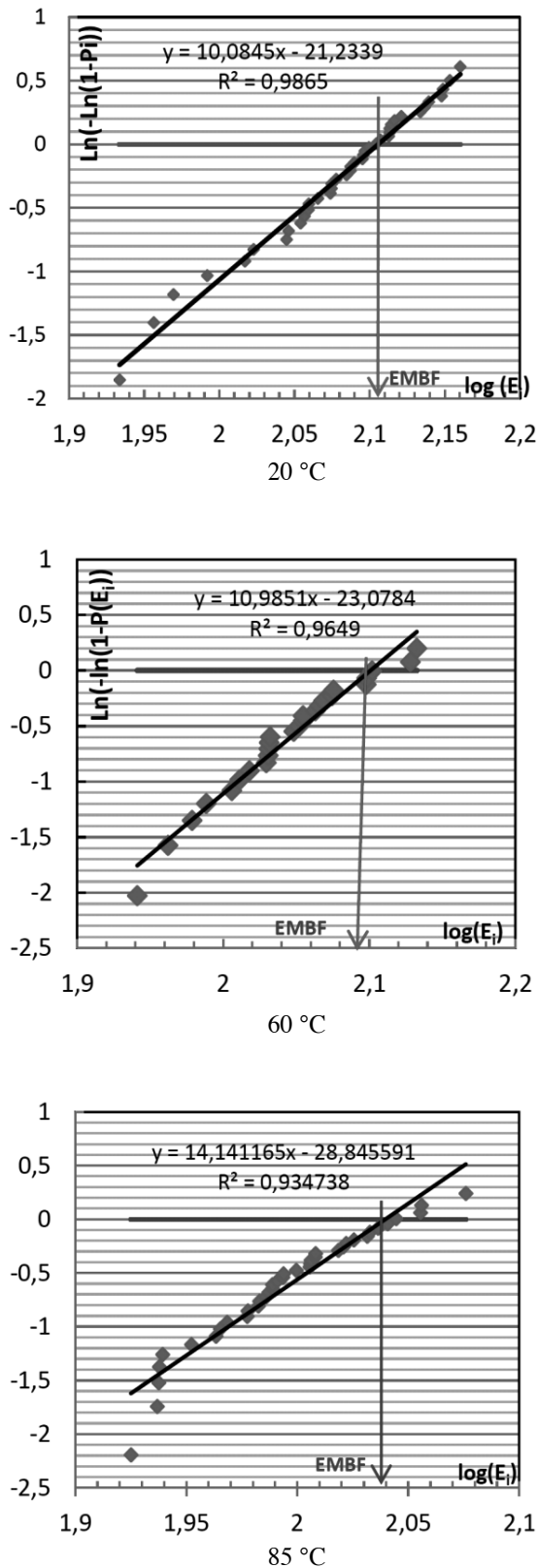


Figure 5. Représentation des résultats des tests de claquage selon la statistique de Weibull

Tableau 1. Résultats des tests de rigidité diélectrique

température	β	$\alpha = \text{EMBF}$ [kV/mm]	E_{moy} [kV/mm]
25 °C	10,08	127,52	121,32
60 °C	10,98	126,14	11,62
85 °C	14,14	109,6	99,56

3.2. Mécanismes de conduction

Les courants d'absorption relevés à différentes températures sur un échantillon soumis à une tension de 1 kV sont présentés dans la Figure 6. On constate qu'après 10000 s les variations des courants sont très faibles (sauf à température ambiante, où le courant décroît toujours légèrement). Nous avons donc employé la moyenne du courant d'absorption sur les 100 dernières secondes avant l'arrêt de la tension pour calculer la valeur de régime quasi-permanent utilisé dans les tracés des caractéristiques courant-tension. Afin d'identifier les phénomènes de conduction dans le matériau, les résultats ont été analysés en utilisant différentes représentations de la densité de courant de conduction J en fonction du champ électrique appliqué E , chaque représentation permettant d'obtenir des renseignements sur le mécanisme majoritaire.

La représentation en double échelle logarithmique de la Figure 7 met en évidence, pour les faibles valeurs du champ appliqué, une partie linéaire de pente 1, caractéristique d'une conduction de type ohmique. Les valeurs de conductivité volumique calculées à partir du régime ohmique sont de l'ordre de 10^{-16} S/m (à 20°C) à 10^{-12} S/m (à 105°C), dans la gamme rencontrée dans la littérature [10]. A partir d'une certaine valeur du champ électrique appliqué (champ « seuil » de l'ordre de 4,5 à 9 kV/mm, selon la température), on observe une transition vers des pentes de valeurs supérieures à 1, qui traduisent un régime non ohmique. A 25°C, 60°C et 85°C on relève, à fort champ, des pentes égales ou légèrement supérieures à 2, caractéristiques d'un régime limité par charges d'espace (« Space Charge Limited Current – SCLC »), où la dépendance densité de courant/tension électrique est donnée par la loi de Mott et Guerny [11] :

$$J = \frac{9}{8} \cdot \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \mu \cdot \frac{V^2}{d^3} \quad (6)$$

avec μ mobilité des porteurs de charge, ϵ_r permittivité relative du diélectrique, ϵ_0 permittivité du vide, $V = E \times d$ tension appliquée et d épaisseur de l'échantillon. La pente obtenue à 20°C est très proches de 2 (régime sans pièges ou avec piégeage à un seul niveau), alors que les pentes correspondant à 60°C et 85°C sont égales à 2,2 (piégeage avec plusieurs niveaux de pièges). On conclut ainsi, pour des températures inférieures à 85°C, à un régime ohmique à champ faible et à un régime limité par

charges d'espace à champ fort, où le piégeage peut se faire dans des pièges de différentes profondeurs pouvant se situer dans la résine et/ou aux interfaces résine/charge minérale.

A 105°C, la pente de la droite obtenue à champ fort en interpolant les données expérimentales est de 1,4, donc supérieure à 1 mais inférieure à 2. Bien que décrivant une dépendance $J(E)$ non linéaire, cette valeur est trop faible pour témoigner d'un régime contrôlé par charge d'espace. La conduction à cette température est donc visiblement régie par un autre mécanisme, tel qu'on a pu l'observer sur ce type de résine en haute température [12]. L'un des mécanismes de conduction volumique souvent rencontré dans les isolants soumis à des champs forts est le mécanisme de Poole et Frenkel. Il met en évidence une conduction amplifiée par la diminution, sous l'effet du champ électrique, de la hauteur de la barrière de potentiel que les porteurs émis d'un site donneur doivent franchir.

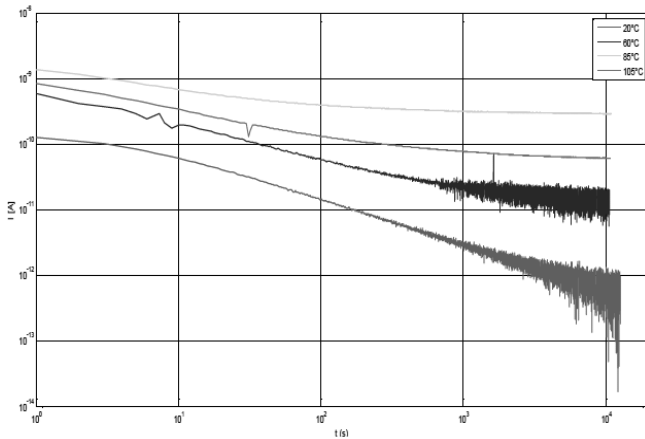


Figure 6 : Courants d'absorption mesurés à différentes températures pour une tension appliquée de 1kV

Dans ce cas, la conductivité vaut :

$$\sigma = \sigma_0 \cdot \exp\left(\beta_{PF} \sqrt{E} / (kT)\right) \quad (7)$$

avec σ_0 conductivité intrinsèque du matériau et $\beta_{PF} = \sqrt{q^3 / (\pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r)}$ constante de Poole-Frenkel.

Puisque $J = \sigma E$, au cas où ce mécanisme est majoritaire, une représentation des données en coordonnées $\ln(J/E) = f(E^{1/2})$ doit donner une droite de pente proche de $\beta_{PF} / (kT)$. Des représentations en coordonnées Poole-Frenkel sont illustrées dans la Figure 8. (a). Comme on pouvait s'y attendre, ces représentations ne sont pas vraiment assimilables à des droites à 20°C, 60°C et 85°C. Ceci n'est pas surprenant, car nous avons vu précédemment que le mécanisme de conduction à fort champ à ces températures est de type SCLC. A 105°C, la représentation peut s'identifier à une droite, mais sa pente est nettement inférieure à $\beta_{PF} / (kT)$ ($1,4 \cdot 10^{-4}$ au lieu de 10^{-3}). On en déduit qu'un mécanisme de conduction majoritairement de type Poole-Frenkel ne peut pas expliquer la dépendance courant-tension observée à 105°C.

Un autre mécanisme pouvant intervenir dans les solides est le mécanisme de conduction par sauts (« hopping »), qui décrit le déplacement des charges de piège en piège. Le courant correspondant varie selon une loi en $\sinh(e \lambda E / (2 k T))$, avec distance moyenne entre pièges ; la caractéristique densité de courant/champ électrique se traduit alors par une droite dans une représentation $J = f(\sinh(e \lambda E / (2 k T)))$. Dans notre cas, de telles représentations n'ont pas donné des droites, ce qui nous a permis d'écarter ce mécanisme de conduction (en particulier à 105°C)

Les courants mesurés peuvent également être contrôlés par l'interface métal/isolant à travers des mécanismes d'injection de type Fowler-Nordheim ou Schottky. Dans le premier cas, la représentation de $\ln(J/E^2) = f(1/E)$ est une droite. Cette condition n'était pas satisfaite dans notre cas, puisque les courbes que nous avons tracées (non montrées ici) ne présentaient pas une allure linéaire. Il n'est par ailleurs pas surprenant qu'une telle loi ne puisse pas modéliser nos résultats puisque l'effet Fowler Nordheim (ou « loi d'émission froide ») n'est significatif que pour des barrières isolantes très fines obtenues pour des champs de l'ordre de 10^9 V/m [13], largement supérieurs aux nôtres.

L'émission par effet Schottky traduit l'injection de charges dans l'isolant par-dessus de la barrière de potentiel que représente l'interface. La densité de courant due à l'effet Schottky s'écrit :

$$J_s = AT^2 \exp\left(-\frac{\phi_0 - \beta_s \sqrt{E_c}}{kT}\right) \quad (8)$$

avec ϕ_0 hauteur de la barrière en l'absence du champ appliqué, A , constante de Richardson pour l'émission thermoélectronique,

$\beta_s = \sqrt{q^3 / (4 \pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r)}$ constante de Schottky, k constante de Boltzmann et E_c champ électrique à la cathode. Le champ à la cathode E_c pouvant être modifié par la présence éventuelle de charge d'espace, sa valeur n'est pas toujours celle du champ appliqué V/d .

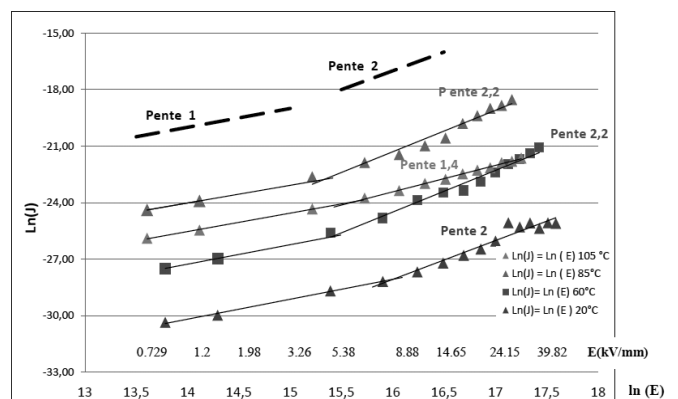


Figure 7 : Représentation des caractéristiques J-E en double échelle logarithmique

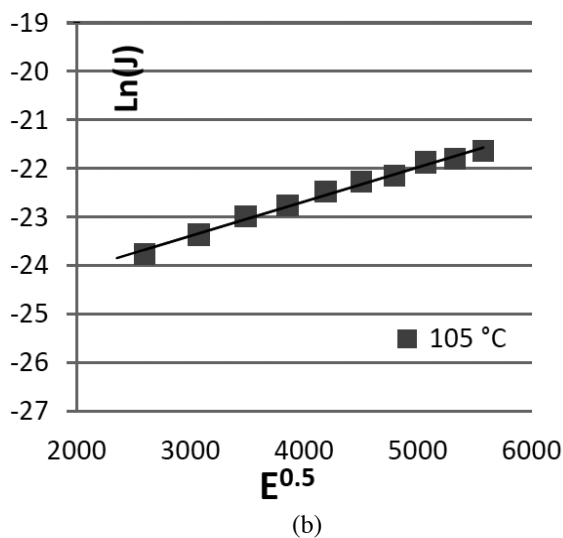
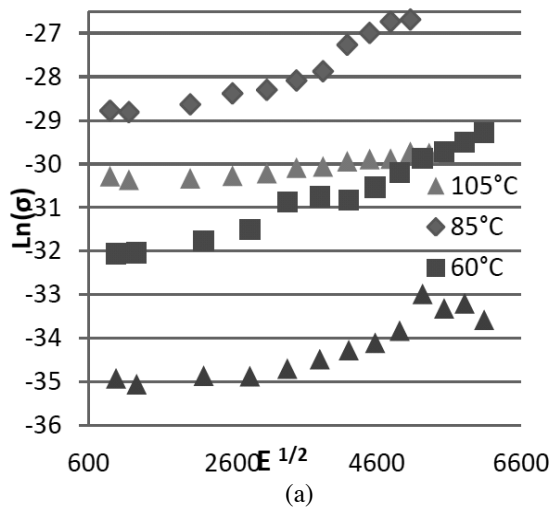


Figure 8 : (a) Représentations $\ln (J/E)=f (E/2)$, (b) Représentation en coordonnées Schottky de la région des champs forts de la caractéristique courant/tension obtenue à 105°C

On peut rendre compte de l'état électrique du contact par un paramètre sans dimension tel que [14] :

$$E_c = \frac{\gamma V}{d} \tag{9}$$

avec $\gamma < 1$ si homocharge dominante au contact et > 1 si hétérocharge dominante au contact. Les relations (8) et (9) montrent que, si la conduction est contrôlée par une émission Schottky, $\ln(J)$ est proportionnel à $(V/d)^{1/2}$: la représentation de $\ln (J)$ en fonction de $(V/d)^{1/2}$ est alors une droite. La connaissance de ϵ_r et de la pente expérimentale permet de trouver γ , alors que la prolongation de cette droite permet de trouver ϕ_0 .

Les données obtenues à champ fort pour une température de 105°C ont été tracées en coordonnées Schottky dans la Figure 8.b. On observe clairement une droite, dont la pente est donnée dans le Tableau 2, accompagnée de la pente théorique correspondant à un effet Schottky pur. La hauteur de la barrière de potentiel et la valeur du facteur de renforcement du champ à

l'interface γ déterminées à partir de cette représentation y figurent également.

Tableau 2 : Grandeurs relatives à un mécanisme de type Schottky à 105°C

Pente de $\ln J_s = f \left(\sqrt{\frac{V}{d}} \right)$	$\frac{\beta_s}{kT}$	γ	ϕ_0 (eV)
7.10^{-4}	$5,4.10^{-4}$	1,63	1,37

La valeur de 1,63 trouvée pour γ implique une augmentation de 63% du champ au voisinage de l'interface. De telles hausses peuvent apparaître aux interfaces à cause d'hétérocharges (ex. [15]), qui peuvent se trouver en majorité bloquées aux électrodes. Avec l'augmentation de la température et de la tension appliquée, la situation peut s'inverser suite à une émission importante au contact [14], et on peut ainsi assister à l'établissement d'une couche de charge d'espace de même signe que l'électrode injectante : on parle alors d'homocharge, qui a pour effet de baisser le champ au contact, et qui pourrait être observée dans notre cas à des températures plus élevées. La hauteur de barrière calculée est dans l'intervalle usuellement observé pour les polymères munis d'électrodes métalliques (1 à 1,5 eV). On peut ainsi conclure que la conduction sous champ fort est régie majoritairement, à 105°C, par l'interface électrode/diélectrique, via un mécanisme d'injection de type Schottky. Il est à noter que le comportement observé au dessus de 85°C pourrait être corrélé avec la baisse de la rigidité diélectrique de 15% observée à cette température. Ce comportement nécessite sans doute d'être approfondi.

3.3. Evolution des propriétés diélectriques pendant le vieillissement

Pour évaluer le comportement diélectrique du matériau à long terme, un vieillissement sous champ électrique continu a été réalisé à une température de 125°C. L'évolution diélectrique du matériau a été caractérisée par spectroscopie diélectrique à température ambiante (Figure 9) et par des mesures de charges d'espace (Figures 10-11). Afin d'obtenir des résultats statistiquement représentatifs, chaque courbe de la Figure 9 représente la moyenne des données obtenues sur chaque 5 échantillon vieillis sous le même champ. Une diminution significative de la permittivité du matériau et du facteur de pertes peut être observée en basses fréquences suite à l'application de la contrainte thermique. Ceci peut être du à la diminution de la mobilité moléculaire de la structure résultant d'une poursuite de la réticulation et/ou à l'élimination d'eau. Après la baisse de permittivité et de facteur de pertes observée au début du vieillissement, il n'y a pas d'évolution des spectres diélectriques pouvant être directement reliée au temps de vieillissement. En effet, les spectres oscillent légèrement autour des mêmes valeurs, et on n'observe pas de lien apparent entre

leur évolution et la durée d'application de la contrainte. De la même manière, aucun effet significatif lié à l'amplitude du champ de vieillissement ne peut être mis en évidence. On peut donc conclure que les effets observés sur les spectres diélectriques sont principalement provoqués par la température.

La conductivité du matériau ou les effets de dispersion à faible champ peuvent être mis en évidence à des fréquences basses (observation d'une pente égale à -1 pour la permittivité imaginaire). Ce type de comportement, dont l'évolution sous l'effet du champ continu est susceptible d'apporter des informations d'un point de vue électrique, est difficilement identifiable sur les caractéristiques mesurées, sans doute parce qu'il devient observable dans notre matériau à des fréquences plus basses (10^{-2} à 10^{-4} Hz). Etant donné les durées importantes que nécessitent des mesures à 10^{-2} - 10^{-4} Hz et le nombre d'échantillons nécessaires pour obtenir des résultats statistiquement significatifs, un suivi de l'évolution de nos spectres à de telles fréquences était difficilement compatible avec une durée raisonnable de l'étude. En revanche, le suivi de l'accumulation de charges d'espace, qui est la principale responsable des problèmes de fiabilité sous fort champ continu, est nettement moins contraignant en termes de temps de mesure.

Afin de suivre l'évolution des charges d'espace, les échantillons ont été évalués par la méthode de l'onde thermique (MOT). Nous rappelons que son caractère « non destructif » permet à la MOT d'évaluer l'état électrique interne d'un matériau sans le modifier pendant la mesure. Cette technique est basée sur la diffusion de la température dans un échantillon placé en court-circuit, qui provoque des déplacements légers, localisés et temporaires des charges piégées, ainsi que des faibles variations de la permittivité. Il en résulte une redistribution des charges d'influence aux électrodes, se traduisant par l'apparition d'un courant capacitif dans le circuit extérieur. Dans le cas d'un échantillon plan ou cylindrique, ce courant permet de déterminer la répartition du champ électrique et de la densité de charges d'espace à travers l'échantillon. Le profil particulier des échantillons utilisés dans ce travail (Figure 1) ne nous a pas permis d'extraire les courbes de répartition des charges et du champ avec une précision suffisante. Les courants d'onde thermique mesurés sur les échantillons (ex. Figure 10) ont alors été employés pour évaluer l'évolution du champ interne et des charges d'espace durant le vieillissement. Comme ces signaux ont des formes similaires, il est possible de comparer leurs amplitudes pour mesurer l'évolution de la charge d'espace pendant le vieillissement (Figure 11). Le courant d'onde thermique I_{MOT} étant proportionnel à la capacité, pour pouvoir comparer les divers échantillons il faut normaliser I_{MOT} par rapport à la capacité C de chaque échantillon : on a ainsi représenté dans la figure 11 le rapport I_{MOT}/C . Chaque point est la moyenne de $I_{MOT-max}/C$ sur 5 échantillons vieillis sous le même champ électrique.

Les Figures 10 et 11 montrent que les amplitudes des courants MOT augmentent avec la durée du vieillissement pour les 3 valeurs du champ appliqué. En considérant que l'amplitude des courants MOT est liée à la charge accumulée, on peut en déduire que l'accumulation de charges d'espace est de plus en plus importante à mesure que le vieillissement avance. Tout le long du vieillissement suivi, les échantillons soumis aux champs électriques les plus élevées montrent les niveaux de charges les plus forts. Néanmoins, la variation temporelle du rapport $I_{MOT-max}/C$ n'est pas monotone : une augmentation brusque est observée après les premiers jours de conditionnement, puis les valeurs diminuent pendant les jours suivants et recommencent à augmenter avec une vitesse différente après 21 jours. Les vitesses de variation de $I_{MOT-max}/C(t)$ sont à peu près similaires pour les trois valeurs du champ de vieillissement, mais elles deviennent dépendantes du champ après 21 jours. Ainsi, si cette dynamique est similaire sous 4 et 8 kV/mm, elle paraît plus rapide dans le cas des échantillons vieillis sous 12 kV/mm, en particulier après 50 jours.

On peut conclure que le champ interne croît dans le matériau étudié avec le temps d'application de la contrainte, en augmentant le risque d'un dépiégeage de charge significatif menant au claquage. Il convient de continuer à étudier cette évolution pour des durées plus importantes afin de déterminer si une valeur maximale est atteinte, et si elle peut être corrélée avec une baisse de la rigidité diélectrique.

4. Conclusions et perspectives

Les tests de rigidité diélectrique effectués sous champ continu sur la résine époxyde chargée en alumine ont montré des valeurs comprises entre 109 et 127 kV/mm, caractéristiques d'un bon isolant. Nous avons observé que la rigidité diélectrique diminue avec la température au dessus de 60°C (15% de diminution observée entre 60°C et 85°C). Les caractéristiques courant-tension relevées à 25°C, 60°C, 85°C et 105°C ont permis de déterminer les mécanismes de conduction prédominants dans des échantillons de résine époxy chargée d'alumine. Ainsi, après un régime ohmique présent pour des champs inférieurs à quelques kV/mm quelle que soit la température, un mécanisme de conduction volumique de type « courants limités par charges d'espace » a été mis en évidence en-dessous de 85°C. Le seuil de passage observé entre les deux régimes a été de l'ordre de 4 à 9 kV/mm, en fonction de la température. A 105°C, l'analyse des données a fait ressortir un mécanisme contrôlé par l'interface, à savoir une injection de type Schottky, qui devient prédominante à partir de 4 kV/mm. Les résultats obtenus confirment l'influence significative de la température sur le comportement du matériau sous contrainte électrique continue. Il serait intéressant d'étudier une éventuelle relation entre les changements de mécanisme de conduction observés aux alentours de 100°C et la transition vitreuse du



matériau, qui se situe dans cette gamme de température. Le suivi des caractéristiques diélectriques du matériau suite à un vieillissement longue durée sous tension continue et haute température (125°C), à des champs électriques de 4, 8 et 12 kV/mm pendant 70 jours, a mis en évidence des évolutions de la permittivité et du facteur de pertes attribuées principalement à la contrainte thermique.

La contrainte électro-thermique a induit une accumulation de charges d'espace ayant tendance à augmenter avec la durée de vieillissement et avec la valeur du champ. Le suivi de l'accumulation des charges d'espace pendant des périodes plus importantes devrait permettre de déterminer si une valeur maximale de la charge est atteinte pour une température donnée et de fournir des informations sur les valeurs du champ appliqué pour lesquelles un tel comportement peut être observé, en permettant d'améliorer la conception des appareillages haute tension continue utilisant ce matériau.

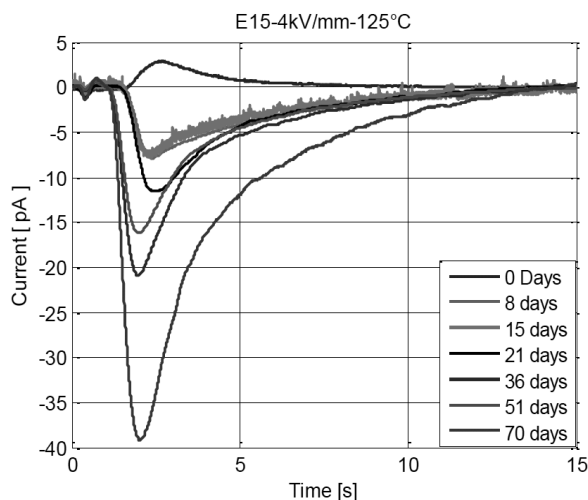


Figure 11 : Evolution de l'amplitude normalisée des courants MOT pendant le vieillissement sous 12, 8 et 4 kV/mm à 125°C

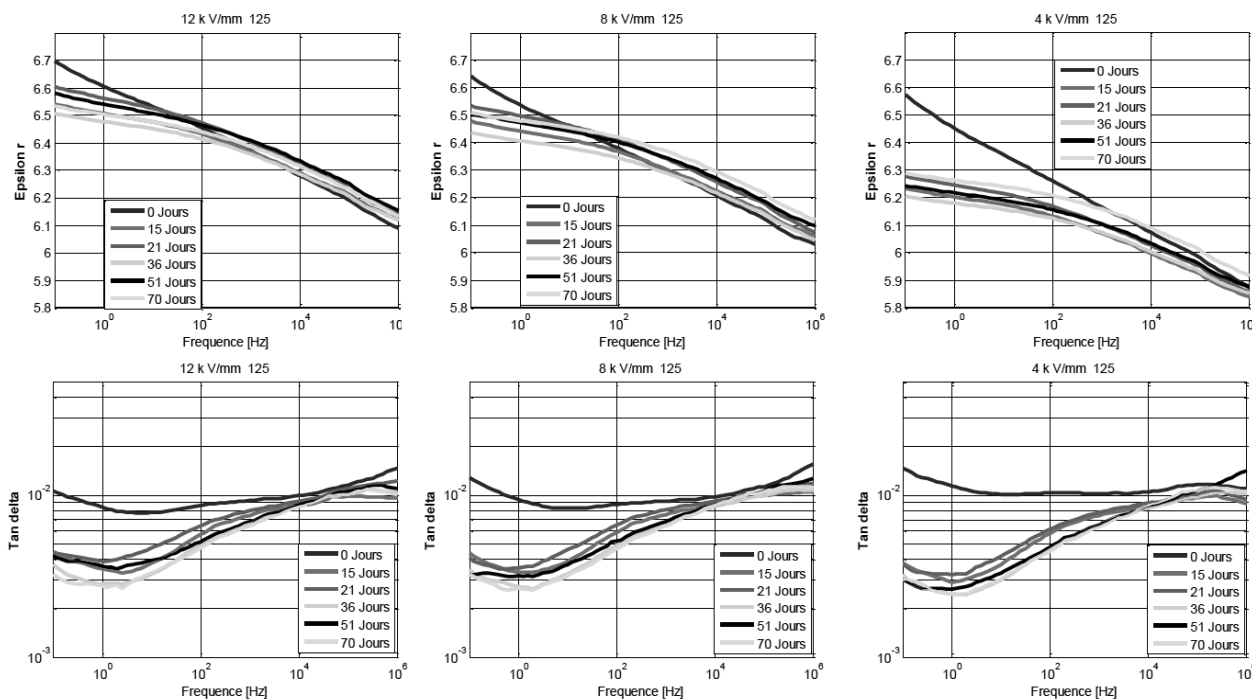


Figure 9 : Evolutions de spectres diélectriques pendant les vieillissements sous 12, 8 et 4 kV/mm à 125°C

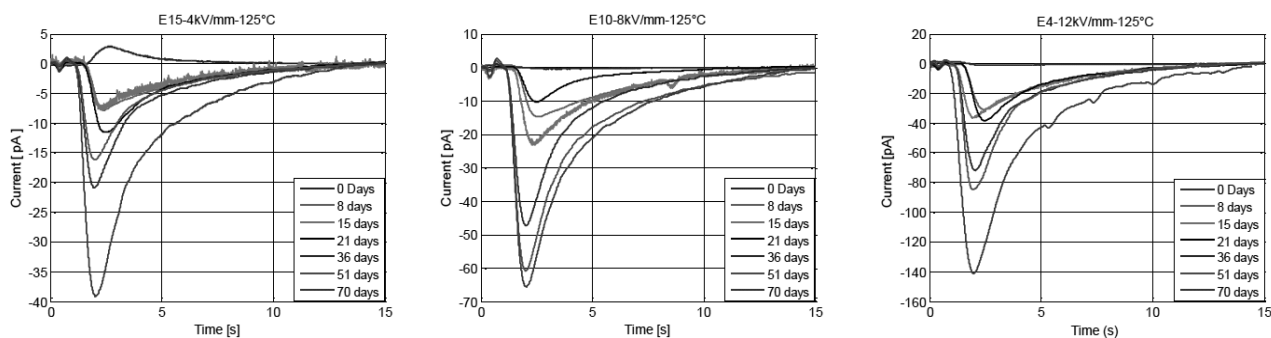


Figure 10 : Evolutions de courants d'onde thermique mesurés sur des échantillons vieillis sous 12, 8 et 4 kV/mm à 125°C

References

- [1] L. Esmeralda Garcia Moreno, The DESERTEC Project, the concept design for the supply Europe with electricity from large distances. International research conference, Dortmund, 24/25 June 2011
- [2] Y. Kieffel, A. Girodet, K. Pohlink, S. Bouti, D. Beauguitte, "Suitability of thermoplastic polymer used as insulator for HV apparatuses," European Journal of Electrical Engineering, Vol. 15, pp169 - 178, (2012).
- [3] Norme internationale CEI 60243-1 "Rigidité diélectrique des matériaux isolants - Méthodes d'essais", 1998
- [4] W. Weibull, "A statistical distribution function of wide applicability, journal of applied mechanics, Vol 18, pp.293- 297, 1951
- [5] IEEE Guide for the statistical analysis of electrical insulation breakdown data, IEEE 930, 2007-07
- [6] R. Ross, "graphical methods for plotting and evaluating Weibull distributed data, Proceedings of the IEEE International conference on properties and applications of dielectric materials, pp 250-253, 1994
- [7] B. Fallou, "Caractéristiques des matériaux isolants solides, méthodes de mesure, valeurs et signification", Techniques de l'ingénieur, D214, Septembre 1970
- [8] A. Cernomorcenco, P. Notingher, "Application of the thermal step method to space charge measurements in inhomogeneous solid insulating structures: A theoretical approach," *App. Phys. Lett.*, 93, 192903, 2008.
- [9] P. Notingher, A. Toureille, S. Agnel, J. Castellon, "Determination of Electric Field and Space Charge in the Insulation of Power Cables With the ThermalStep Method and a New Mathematical Processing," *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 45, no. 1, pp. 67-74, 2009.
- [10] Manfred Beyer, "Electrical and dielectric behavior of cast epoxy resins", Schering Institute for High-Voltage Engineering and High-Voltage equipment Hannover University, Germany, 1991
- [11] R. Coelho, B. Aladenize, "Les diélectriques", Ed. Hermès, Paris, (1993)
- [12] C. Guillermin, P. Rain, S. W. Rove, "Transient and steady-state currents in epoxy resin", *J. Phys. D: Appl. Phys.* 39 (2006) 515-524
- [13] L. A. Dissado, J. C. Forhergill, "Electrical Degradation and breakdown in polymers", London, 1992
- [14] A. Toureille, "Sur les phénomènes de conduction à champ électrique élevé dans les hauts polymères", Thèse D'état, Université des sciences et techniques du Languedoc (1974)
- [15] P. Notingher, A. Toureille, J. Santana, L. Martinotto, M. Albertini, "Space Charge Accumulation in Polyolefines Submitted to ac Stress", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 8, no. 6, pp.972-984, 2001

