



HAL
open science

Contribution à l'identification et à l'estimation des contraintes de fatigue thermique des convertisseurs intégrés pour la traction électrique

Stéphane Carubelli

► **To cite this version:**

Stéphane Carubelli. Contribution à l'identification et à l'estimation des contraintes de fatigue thermique des convertisseurs intégrés pour la traction électrique. Autre. Université Henri Poincaré - Nancy 1, 2003. Français. NNT : 2003NAN10105 . tel-01746916

HAL Id: tel-01746916

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01746916>

Submitted on 29 Mar 2018

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

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



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>



FACULTE DES SCIENCES & TECHNIQUES

U.F.R. Sciences & Techniques STMIA
Ecole Doctorale IAE+M Lorraine

S.C.D. - U.H.P. NANCY 1
BIBLIOTHÈQUE DES SCIENCES
Rue du Jardin Botanique
54600 VILLERS-LES-NANCY

THESE

Présentée pour l'obtention du titre de

Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy I

en Génie Electrique

Par

STEPHANE CARUBELLI

**Contribution à l'identification et à l'estimation
des contraintes de fatigue thermique
des convertisseurs intégrés pour la traction électrique**

Soutenue publiquement le 25 septembre 2003

Membres du Jury:

Président :	M. Yves DANTO	Professeur Université de Bordeaux 1- IXL
Rapporteurs :	M. Mauro CIAPPA	Docteur de la Swiss Federal Institute of Technology Zurich - ISL
	M. François FOREST	Professeur Université de Montpellier 2- LEM
Examineurs	M. Frédéric LECOQ	Ingénieur du groupe conversion d'énergie Electrique - Renault
		Professeur Université de Nancy 1- GREEN (directeur de thèse)
		Directeur de recherche INRETS - Arcueil (directeur de thèse)

BIBLIOTHEQUE SCIENCES NANCY 1



D

095 158179 9

Ce qui est maintenant prouvé, ne fut jadis qu'imaginé...
[William Blake]

Avant propos

En préambule de ce mémoire de thèse, je tiens à remercier les personnes qui m'ont accompagné, orienté et parfois même soutenu durant cette thèse en m'offrant leur attention, leur conseils ou quelquefois juste leur écoute. C'est riche de ces rencontres et de ces échanges que je sors de ces trois années, et quelques mois, passées en tant que doctorant à l'Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité (INRETS) à Arcueil.

Mes remerciements vont en premier lieu à Gérard Coquery, directeur du Laboratoire des Technologies Nouvelles de l'INRETS, pour son accueil au sein de son équipe, son encadrement et son expérience qui ont su me faire appréhender le monde de la recherche. Il a su me faire confiance tout au long de cette thèse dans les travaux qui m'ont été confiés.

Que Shahrokh Saadate trouve dans ces quelques mots toute ma gratitude pour son encadrement. Je le remercie d'avoir cru en moi dès mon DEA, de m'avoir conseillé et orienté vers cette thèse hors faculté, en ayant conscience des difficultés que cela pouvait engendrer quant au suivi de mes travaux de recherche.

Mes remerciements vont également à Frédéric Lecoq et Dominique Lhotellier, de la Direction de la Recherche chez Renault. Ils m'ont permis d'effectuer des campagnes de mesures sur leur véhicule et leur banc d'essais. Ces expérimentations ont été cruciales et leur accord de diffusion sur les résultats obtenus m'ont permis de pouvoir présenter dans cette thèse des travaux originaux.

Toute ma reconnaissance va à Zoubir Khatir avec qui j'ai beaucoup appris au cours de ces derniers mois passés sur des travaux réalisés en commun. Il a su, avec ses conseils pertinents et toujours judicieux, me faire progresser dans ma démarche scientifique et a joué un grand rôle dans mes travaux de thèse.

Que Jean Pierre Ousten et Richard Lallemand soit remerciés pour leur aide et leur conseils dans mes travaux de recherche tout au long de ces années passées à leur coté. Ils ont toujours su être disponible et leur savoir faire n'a d'égale que leur bonne humeur communicative.

Je remercie également les membres du laboratoire LTN pour leurs conseils, leur écoute et toute leur sympathie, à mon égard. Même si le bureau des thésards, se trouvait au fond du couloir, tous, sans exception, y ont fait une halte pour converser.

Enfin, d'un point de vue non professionnel, ces années passées sur Paris et à l'INRETS en particulier m'ont amené à rencontrer de nombreuses personnes, dont certaines sont devenues des amies) dont j'espère prouver ma fidélité en amitié par la suite. A toutes et tous, je tiens à leur faire partager ce soulagement de finir sa thèse, en leur disant que le bout du tunnel n'est jamais loin.

Je tiens à remercier mes nombreux collègues dans ce bureau de thésards, Jean Pierre, Alexandre, Mohamed et Hervé, qui ont toujours su maintenir cette bonne humeur et cette franche camaraderie dans cette pièce ensoleillé, trop parfois, qui restera dans ma mémoire comme un très bon souvenir.

Enfin, the last but not the least, je remercie la personne qui m'accompagne durant cette période parisienne et qui m'accompagne à présent dans le mariage. Elle a toujours su être présente dans les moments de doute et m'a toujours soutenu dans mes choix professionnels comme personnels. C'est donc en grande partie grâce à elle si j'en suis arrivé là.

Résumé

Dans le cadre d'une étude de fiabilité menée sur des composants d'électronique de puissance destinés à la traction électrique, l'identification puis l'estimation des contraintes thermiques générées durant le fonctionnement sont très importantes. En effet, avec leur répétition au cours du temps, ces dernières induisent une fatigue thermique, dont la conséquence est une dégradation matérielle du composant. Ce phénomène conduit à une évolution des caractéristiques électriques et thermiques des modules de puissance et figure comme une des causes majeures de défaillances répertoriées pour la traction électrique où les contraintes de cyclage thermique sont sévères.

Après avoir fait un état de l'art des composants utilisés dans la traction électrique et avoir posé les bases théoriques nécessaires à la compréhension et à la résolution de la problématique posée, nous nous sommes attachés à estimer la durée de vie de modules de puissances IGBT utilisés dans un véhicule hybride automobile. Ainsi, après un relevé, par une instrumentation originale avec fibres optiques, des températures de puces sur un véhicule en fonctionnement dans un trafic urbain, puis une identification des cycles thermiques par une méthode statistique de distribution de la température, nous avons mené des essais de cyclage thermique actif accéléré dans le but d'estimer la durée de vie de ces modules sous divers niveaux de contraintes. Enfin, grâce à une corrélation de ces deux essais, nous avons pu estimer la résistance que présentaient ces modules face à la répétition des contraintes thermiques générées et conforter ainsi le constructeur automobile dans son exigence de durée de vie.

Finalement, nous nous sommes focalisés sur l'estimation des contraintes thermiques générées, dans un premier temps, dans les modules DUAL, à l'aide d'un modèle RC unidimensionnel. Puis dans un deuxième temps, avec l'utilisation d'un modèle mettant en évidence les interactions thermiques entre les puces, nous nous sommes confrontés au cas des convertisseurs intégrés multichip. Dans cette dernière étude, le modèle a été validé expérimentalement sur une chaîne de traction hybride et nous a permis d'obtenir les contraintes thermiques générées en conditions réelles de fonctionnement sur un profil de mission routier européen normalisé. Finalement, grâce à cette étude, nous avons montré l'éventail des possibilités offertes par cet outil dans la surveillance et la prédiction des contraintes thermiques générées durant le fonctionnement de convertisseurs de puissance intégrés.

Abstract

In the field of a reliability study on power electronic components dedicated to electrical traction, the identification then estimation of the thermal constraints generated during operation are very important. Indeed, with their repetition over the time, they induce a thermal fatigue, which consequence is the material damage of the component. This phenomenon leads to an evolution of the electrical and thermal characteristics of the power modules and appear as one of the major causes of failure listed for electrical traction where thermal cycling constraints are severe.

After done a state of the art of the components used in the electrical traction and formulate the theoretical basis required for the comprehension and the resolution of the problematic, we focused to estimate the IGBT power module lifetime used in an automotive hybrid vehicle. Thus, after a recording, with an original method with optical fibres, the chips temperature on a vehicle in operation in an urban traffic, then an identification of thermal cycles with a statistical method of the temperature distribution, we have done some power cycling tests with the intention of estimate the module lifetime under different constraint levels. Finally, with a correlation of these two tests, we've been able to estimate the strong presented by these modules versus the repetitive of the thermal constraints generated and reinforce the automotive manufacturers in their request of the lifetime.

Finally, we have focused on the estimation of the thermal constraints generated, first, in DUAL module, with an unidimensional RC model. Then, with the use of a model taking into account the thermal interactions between chips, we have looked the case of the multichip integrated converters. In this last study, the model has been validated experimentally on a hybrid traction line and allows us to obtain thermal constraints generated in real operation conditions on a normalised European road mission profile. Finally, with this study, we have shown the possibilities of this tool in the supervision and prediction of the thermal constraints during operation of the integrated power converters.

Notations et Symboles

a :	Diffusivité thermique [$\text{m}^2.\text{s}^{-1}$].
c :	Chaleur spécifique d'un matériau [$\text{J}.\text{kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$].
E_A :	Energie d'activation utilisée dans le terme d'Arrhenius.
E_g :	bande d'énergie interdite [eV].
F :	Facteur d'accélération [Hz].
F_{out} :	Fréquence de sortie onduleur [Hz].
I_c :	Courant de charge circulant dans un composant de puissance [A].
I_{ces} :	Courant de fuite mesuré lors du test d'isolement entre le collecteur et l'émetteur lorsque l'IGBT n'est pas commandé [A].
I_{ct} :	Courant faible circulant dans l'IGBT et permettant une mesure indirecte de la température [A].
I_{ge} :	Courant de grille d'un IGBT [A].
I_{isol} :	Courant de fuite mesuré lors du test d'isolement de l'empilement des couches [A].
k :	Constant de Boltzmann ($8,617.10^{-5} \text{ eV}.\text{K}^{-1}$).
L :	variable de Laplace.
n :	Nombre de puces dans un convertisseur intégré multichip.
N :	Nombre de couches de matériaux dans un module de puissance.
N_{DC} :	Point de distribution cumulée. Exprimé en nombre de cycles [Nf] ou [h].
N_f :	Durée de vie requise pour le véhicule [Nf] ou [h].
N^{PCT} :	Courbe de durée de vie tirée des essais de Power Cycling Test.
$N_{\Delta T}^{PCT}$:	Nombre de cycles d'amplitude ΔT , tiré des courbes de résultats des tests de Power Cycling.
N_i^D :	Nombre de cycles d'amplitude i , tiré de la distribution de température des profils de mission.
N_{ip} :	Nombre d'IGBT par module Dual.
P_e :	Puissance électrique appliquée sur la puce [W].
P_{total} :	Somme des pertes appliquées sur les puces d'un module [W].
q :	débit d'eau dans le refroidisseur [$\text{L}.\text{mn}^{-1}$] ou [$\text{L}.\text{s}^{-1}$].
r :	Taux de réaction défini par Arrhenius.
R_{gon} :	Résistance de grille pour le blocage d'un IGBT [Ω].
R_{goff} :	Résistance de grille pour l'ouverture d'un IGBT [Ω].
$R_{\text{th}_{jc}}$:	Résistance thermique entre la jonction et la semelle d'un module [$\text{K}.\text{W}^{-1}$].
$R_{\text{th}_{jw}}$:	Résistance thermique entre la jonction d'un module et l'eau de son refroidisseur [$\text{K}.\text{W}^{-1}$].
T_c :	Température de semelle (case) d'un module de puissance [$^{\circ}\text{C}$].
T_f :	Température de fusion [$^{\circ}\text{C}$].
T_j :	Température de jonction silicium d'un module de puissance [$^{\circ}\text{C}$].
$T_{j\text{car}}$:	T_j mesurée durant la phase de caractérisation nécessaire au calcul de $V_{\text{ce,cor}}$ [$^{\circ}\text{C}$].

4. Fiabilité et durée de vie	23
4.1 Contraintes de fonctionnement dans le domaine de la traction.....	24
4.1.1 La fatigue thermique.....	24
4.1.2 Origines et amplitudes des contraintes thermiques.....	24
4.1.3 Conséquences physiques des contraintes.....	25
4.1.3.1 Cas général - contraintes mécaniques.....	25
4.1.3.2 Cas des modules de puissance – contraintes thermomécaniques.....	27
4.2 Notion de fiabilité, définitions.....	29
4.2.1 La défaillance.....	29
4.2.2 Les modes de défaillance rencontrés sur les IGBT pour la traction.....	32
4.2.3 Les critères de défaillance sur les modules de puissances IGBT.....	32
4.3 Détermination de la durée de vie, les différentes approches.....	33
4.3.1 Les méthodes de prédiction.....	34
4.3.1.1 Etude statistique.....	34
4.3.1.2 Etude physique.....	35
4.3.2 Les méthodes d'estimation.....	37
4.3.2.1 Etude après un fonctionnement normal.....	37
4.3.2.2 Etude après un fonctionnement accéléré.....	38
Conclusion	44

Chapitre II – Estimation de la durée de vie de modules IGBT pour un véhicule automobile hybride..... 45

Introduction	45
Confidentialité.....	45
1. Méthodologie appliquée	46
2. Le véhicule électrique	46
2.1 Exigences du point de vue de la fiabilité.....	47
3. Les modules de puissance	47
4. Instrumentation de l'onduleur	48
4.1 Mesure de la température de semelle par thermocouple.....	50
4.1.1 Caractéristiques des thermocouples utilisés.....	50
4.1.2 Positionnement des thermocouples.....	51
4.2 Mesure de la température de puce par fibres optiques.....	52
4.2.1 Description de l'instrument.....	52
4.2.1.1 Le thermomètre.....	52
4.2.1.2 Les sondes de température.....	53
4.2.2 Estimation des erreurs de mesure.....	54
4.2.2.1 Erreur statique.....	54
4.2.2.2 Erreur dynamique.....	54
5. Vérification du positionnement des sondes	55
5.1 Pour les thermocouples.....	55
5.2 Pour les fibres optiques.....	55
5.2.1 Méthode de vérification du contact de la fibre avec la puce.....	56
5.2.2 Méthode de vérification du centrage de la fibre au centre de la puce.....	57
5.2.2.1 Principe de la mesure indirecte de T_j	57
5.2.2.2 Méthode de mesure de température sur banc d'essai.....	58
5.3 Courbes de résultats d'essais pour la vérification du positionnement des sondes.....	59

6. Sélection du profil de mission routier	61
6.1 Quelques profils de missions européens existant	61
6.1.1 Le profil de mission NMVEG	61
6.1.2 Les profils de mission modem-Hyzem.....	62
6.1.3 Les profils de mission Artémis.....	62
6.2 Choix d'un profil de mission représentatif du fonctionnement réel du véhicule	63
6.2.1 Le profil de mission Renault	63
7. Relevé des températures de puce sur véhicule	65
8. Identification des contraintes thermiques sur différents profils de mission ...	67
8.1 Principe.....	67
8.2 Présentation des différentes méthodes d'extraction des variations de température	68
8.2.1 Méthodes des variations positives.....	69
8.2.2 Méthodes des variations positives et négatives.....	70
8.2.3 Méthodes des variations moyennes successives	71
8.3 Application des méthodes de distribution sur le profil de référence Renault.....	72
8.3.1 Distribution de température d'après les variations positives	73
8.3.1.1 Application sur les températures de jonction.....	73
8.3.1.2 Application sur les températures de semelle	74
8.3.2 Distribution de température d'après les variations positives et négatives	75
8.3.2.1 Application sur les températures de jonction.....	75
8.3.2.2 Application sur les températures de semelle	76
8.3.3 Distribution de température d'après les variations moyennes successives	77
8.3.3.1 Application sur les températures de jonction.....	77
8.3.3.2 Application sur les températures de semelle	78
8.3.4. Interprétation des résultats obtenus d'après les différentes méthodes de distribution	80
8.4 Application de la méthode des variations moyennes successives sur d'autres profils de mission routier	80
8.4.1 Distribution des températures sur le profil ARTEMIS	81
8.4.2 Distribution des températures sur le profil NMVEG	83
9. Estimation de la durée de vie des composants grâce aux essais de vieillissement accéléré	84
9.1 Principe.....	84
9.2 Détails des essais réalisés	85
9.2.1 Cyclage sans commutation.....	85
9.2.2 Estimation de la durée des essais	85
9.2.3 Cycles longs et cycles courts.....	86
9.2.4 Système de refroidissement.....	86
9.2.5 Mise en série des puces IGBT	86
9.2.6 Conditions de cyclage	86
9.3 Mesures préalables aux essais - Caractérisation.....	87
9.3.1 Caractérisation électrique.....	87
9.3.1.1 Mesure indirecte de température	88
9.3.1.2 Mesure des courants de fuite	88
9.3.2 Caractérisation mécanique	89
9.3.3.1 Microscopie acoustique.....	89
9.3.3.2 Mesure de planéité	90
9.4 Mesures réalisées durant le PCT	91
9.4.1 Evolution de la résistance thermique	92

9.4.2 Evolution de la chute de tension	93
9.5 Résultats des essais et discussion	95
9.5.1 Courbe de Résultat pour le cyclage court.....	97
9.5.2 Courbe de Résultat pour le cyclage long.....	98
9.5.3 Graphique des contraintes appliquées durant le PCT.....	99
9.5.4 Discussion	100
10. Corrélation entre l'identification des contraintes thermiques et les essais de vieillissement.....	101
10.1 Méthodologie pour établir cette corrélation	101
10.1.1 Hypothèse posée pour la détermination du point de distribution cumulée	102
10.2 Graphiques de corrélation des essais menés sur le profil de référence Renault	102
10.3 Applications sur les autres profils de mission testés	104
Conclusion	104

Chapitre III – Modélisation du comportement thermique des modules de puissance - Extension de l'étude vers le convertisseur intégré en utilisation réelle sur une chaîne de traction..... 107

Introduction	107
1. Modélisation thermique simple des modules de puissance de type dual	108
1.1 Principe de l'étude	108
1.2 Modélisation thermique employée	108
1.2.1 Méthode de détermination des éléments RC	108
1.3 Structure physique interne des modules	109
1.4 Hypothèses simplificatrices.....	110
1.4.1. Remarque	111
1.5 Modélisation de l'empilement.....	111
1.5.1 Représentation électrique	111
1.6 Paramètres de simulation.....	112
1.6.1 Simulation du mode statique et dynamique de cyclage	112
1.6.2 Application du flux de chaleur	112
1.7 Résultats de simulation	113
1.7.1 Essai en dynamique.....	113
1.7.2 Essai en statique	115
1.8 Conclusion de cette étude	116
2. Modélisation thermique réduite d'un convertisseur intégré multichip.....	116
2.1 Principe de l'étude	117
2.2 Présentation du convertisseur intégré	117
2.2.1 Schéma électrique	117
2.2.1 Détail de l'empilement des matériaux.....	117
2.3 Description du modèle électrothermique réduit du module multichip	118
2.3.1 Le modèle thermique.....	118
2.3.1.1 Cas d'une mono-source de chaleur	119
2.3.1.2 Cas d'une multi-source de chaleur	119
2.3.1.3 Matrice des impédances thermiques.....	120
2.3.1.4 Puissance appliquée.....	120
2.3.1.5 Détermination des impédances thermiques.....	120
2.3.1.6 Détermination numérique	121

2.3.1.7 Détermination expérimentale.....	124
2.3.1.8 Corrélation des deux essais	127
2.3.1.9 Formulation analytique des impédances thermiques.....	128
2.3.2 Le modèle électrothermique.....	129
2.3.2.1 Détermination des pertes, dépendance de la température.....	130
2.3.2.2 Modèle électrothermique résultant.....	132
2.4 Implémentation du modèle et simulation	133
2.4.1 Simulation du comportement thermique pour deux puces dissipatrices et comparaison avec l'expérimentation.....	133
2.4.2 Simulation du comportement thermique en conditions réelles de fonctionnement	134
2.4.2.1 Présentation de l'essai numérique.....	134
2.4.2.2 Résultats	135
2.4.3 Discussion des résultats obtenus	137
3. Simulation du comportement thermique du convertisseur de puissance utilisé par Renault – simulation et comparaison avec un fonctionnement réel.....	137
3.1 Le convertisseur.....	138
3.2 Méthodologie d'essai.....	138
3.2.1 Utilisation originale des thermocouples.....	138
3.3 Détails de l'essai.....	139
3.3.1 Chaîne de traction utilisée	139
3.3.2 Profil de mission reproduit.....	140
3.3.3 Enregistrement des données	141
3.4 Comparaison entre les résultats de simulation et d'expérimentation	141
3.5 Performances du modèle	143
4. Discussion et perspectives.....	143
Conclusion.....	144

Conclusion générale..... 145

Annexe I : Schéma fonctionnel et photo d'un banc de cyclage thermique de l'INRETS..... 149

Annexe II : Méthodologie appliquée pour l'étude du chapitre II..... 151

Annexe III : Documentation technique du thermomètre à fibres optiques..... 153

Annexe IV : Courbes d'étalonnages des thermomètres à fibres optiques..... 155

<i>Annexe V : Rappel des équations thermiques pour une modélisation avec des cellules RC</i>	159
<i>Annexe VI : Schéma synoptique de la détermination du modèle thermique du convertisseur intégré multichip</i>	165
<i>Références bibliographiques</i>	167
<i>Table des Illustrations</i>	177

Notations et Symboles

- a : Diffusivité thermique [$\text{m}^2.\text{s}^{-1}$].
c : Chaleur spécifique d'un matériau [$\text{J}.\text{kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$].
 E_A : Energie d'activation utilisée dans le terme d'Arrhenius.
 E_g : bande d'énergie interdite [eV].
F : Facteur d'accélération [Hz].
 F_{out} : Fréquence de sortie onduleur [Hz].
 I_c : Courant de charge circulant dans un composant de puissance [A].
 I_{ces} : Courant de fuite mesuré lors du test d'isolement entre le collecteur et l'émetteur lorsque l'IGBT n'est pas commandé [A].
 I_{ct} : Courant faible circulant dans l'IGBT et permettant une mesure indirecte de la température [A].
 I_{ge} : Courant de grille d'un IGBT [A].
 I_{isol} : Courant de fuite mesuré lors du test d'isolement de l'empilement des couches [A].
k : Constant de Boltzmann ($8,617.10^{-5} \text{ eV}.\text{K}^{-1}$).
L : variable de Laplace.
n : Nombre de puces dans un convertisseur intégré multichip.
N : Nombre de couches de matériaux dans un module de puissance.
 N_{DC} : Point de distribution cumulée. Exprimé en nombre de cycles [Nf] ou [h].
 N_f : Durée de vie requise pour le véhicule [Nf] ou [h].
 N^{PCT} : Courbe de durée de vie tirée des essais de Power Cycling Test.
 $N_{\Delta T}^{PCT}$: Nombre de cycles d'amplitude ΔT , tiré des courbes de résultats des tests de Power Cycling.
 N_i^D : Nombre de cycles d'amplitude i , tiré de la distribution de température des profils de mission.
 N_{ip} : Nombre d'IGBT par module Dual.
 P_e : Puissance électrique appliquée sur la puce [W].
 P_{total} : Somme des pertes appliquées sur les puces d'un module [W].
q : débit d'eau dans le refroidisseur [$\text{l}.\text{mn}^{-1}$] ou [$\text{l}.\text{s}^{-1}$].
r : Taux de réaction défini par Arrhenius.
 $R_{g_{\text{on}}}$: Résistance de grille pour le blocage d'un IGBT [Ω].
 $R_{g_{\text{off}}}$: Résistance de grille pour l'ouverture d'un IGBT [Ω].
 $R_{th_{jc}}$: Résistance thermique entre la jonction et la semelle d'un module [$\text{K}.\text{W}^{-1}$].
 $R_{th_{jw}}$: Résistance thermique entre la jonction d'un module et l'eau de son refroidisseur [$\text{K}.\text{W}^{-1}$].
 T_c : Température de semelle (case) d'un module de puissance [$^{\circ}\text{C}$].
 T_f : Température de fusion [$^{\circ}\text{C}$].
 T_j : Température de jonction silicium d'un module de puissance [$^{\circ}\text{C}$].
 $T_{j_{\text{car}}}$: T_j mesurée durant la phase de caractérisation nécessaire au calcul de $V_{ce_{\text{cor}}}$ [$^{\circ}\text{C}$].

- T_{jmes} : T_j mesurée durant le cyclage en essai statique, nécessaire pour le calcul de $V_{ce_{cor}}$ [°C].
 T_{ref} : Température de référence prise sur un module de puissance [°C].
 T_{wi} : Température d'entrée d'eau [°C].
 T_{wo} : Température de sortie d'eau [°C].
 V : Volume d'un solide [m³].
 V_{cc} : Tension continue appliquée sur les bornes +- d'un onduleur [V].
 V_{ce} : Chute de tension à l'état passant entre le collecteur et l'émetteur d'un l'IGBT [V].
 $V_{ce_{cor}}$: Valeur corrigée de la chute de tension à l'état passant d'une puce IGBT [V].
 $V_{ce_{mes}}$: Chute de tension mesurée durant le cyclage en essai statique [V].
 V_{ces} : Tension isolement entre le collecteur et l'émetteur lorsque l'IGBT n'est pas commandé [V].
 V_{cet} : Chute de tension à l'état passant de l'IGBT et permettant de déterminer la température de jonction grâce à la mesure indirecte de la température [V].
 V_d : Chute de tension à l'état passant d'une diode [V].
 V_{ge} : Tension de commande de l'IGBT appliquée en la grille et l'émetteur [V].
 $V_{ge_{th}}$: Tension de seuil de conduction d'un IGBT [V].
 V_{isol} : Tension d'isolement de l'empilement des couches de matériaux dans un module [V].
 $Z_{th_{ii}}$: Impédance thermique propre présente dans un module multichip entre la puce i et la référence lorsque i chauffe [K.W⁻¹].
 $Z_{th_{ij}}$: Impédance thermique mutuelle présente dans un module multichip entre la puce i et la référence lorsque j chauffe [K.W⁻¹].
 δ_T : Coefficient de température tiré de la droite de caractérisation $V_{ce}=f(T_{j_{car}})$ pour le calcul de $V_{ce_{cor}}$. [V.°C⁻¹].
 D_{pm} : Durée d'un profil de mission [s].
 $\delta_p(\Delta T)$: Fonction de distribution pour un profil de mission routier parcouru par un véhicule.
 $\delta_{pp}(\Delta T)$: Fonction de distribution pour tous les profils de mission routiers parcourus par un véhicule durant sa vie.
 α : Coefficient de dilatation thermique [ppm/K]
 ΔT^- : Amplitude de la variation négative lors d'un cycle thermique [K].
 ΔT^+ : Amplitude de la variation positive lors d'un cycle thermique [K].
 ΔT_w : Différence de température entre l'entrée et la sortie d'eau du refroidisseur [K].
 Δt^+ : Durée de la variation positive lors d'un cycle thermique [s].
 Δt^- : Durée de la variation négative lors d'un cycle thermique [s].
 ϕ : Quantité de chaleur (en Joules) qui traverse une surface pendant un temps (s) [W].
 φ : Quantité de flux de chaleur par unité de surface [W.m⁻²].
 ρ : densité d'un matériau [kg.m⁻³].
 p : Quantité de flux de chaleur par unité de volume [W.m⁻³].
 ε : Contrainte [MPa].
 λ : Conductivité thermique [W.m⁻¹.K⁻¹].
 σ : Déformation [s⁻¹].
 η : Coefficient multiplicateur à appliquer à la fonction de distribution afin de remplir les exigences en termes de durée de vie du véhicule.

Acronymes :

ARTEMIS:	Assessment and Reliability of Transport Emission Models and Inventory Systems. Profil de conduite européen.
BJT:	Bipolar Junction Transistor.
BCT:	Bi-directional Control Thyristor
COMFET:	Conductivity Modulated Field Effect Transistor.
CTE :	Coefficient de dilatation thermique.
DCB:	Direct Copper Bonding.
EV:	Electric Vehicle
GEMFET:	Gain Enhancement Metal Field Effect Transistor.
GTO:	thyristor Gate Turn Off.
HEV:	Hybrid Electric Vehicle
HYZEM:	European Development of Hybrid Vehicle Technology approaching efficient Zero Emission Mobility. Profil de conduite européen.
IGBT:	Insulated Gate Bipolar Transistor.
IGCT:	Integrated Gate-Commutated Thyristor
IGT:	Insulated Gate Transistor.
JFET:	Junction Field Effect Transistor
MMC:	Metal Matrix Composite.
MOSFET:	Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor.
MVEG:	Motor Vehicle Emission Group. Profil de conduite européen.
NMVEG:	New Motor Vehicle Emission Group. Profil de conduite européen.
NPT:	non punch through ou structure homogène.
PCT:	Power Cycling Test.
PT:	Punch Trough ou structure épitaxiale.
TIGBT:	Trench Insulated Gate Bipolar Transistor

Introduction Générale

La technologie des composants d'électronique de puissance utilisés pour les applications transports, pour les véhicules routiers (véhicule hybride, bus...) et les systèmes de transport guidé (tramways, métro, train...) a considérablement progressée ces dernières années. Tout d'abord constitués de modules dissociés, les convertisseurs ont vu leur structure physique se modifier, conduisant à l'intégration au sein d'un même boîtier de toutes les fonctions électroniques propres au fonctionnement d'un convertisseur conventionnel. Malheureusement, l'augmentation de densité de puissance résultante les expose à de fortes contraintes thermiques générées durant leur fonctionnement, principalement dans le domaine automobile où l'environnement thermique est sévère, et la demande de fiabilité élevée.

La thématique de cette thèse porte sur l'identification puis l'estimation des contraintes thermiques générées durant le fonctionnement des modules de puissances et des convertisseurs intégrés, dans le domaine de la traction électrique. Ces données doivent nous permettre d'estimer la durée de vie de ces composants, d'après des lois de vieillissement connues et des fonctionnements déterminés.

Du fait des liens privilégiés qui existent entre l'INRETS, le LTN en particulier, et le monde industriel du transport, la recherche appliquée tient une part importante dans les missions de l'institut. Par conséquent, les travaux de recherche effectués durant cette thèse et réalisés dans le cadre de contrats industriels, sont tournés principalement vers l'expérimentation, sans toutefois délaisser l'approche théorique.

Les différents travaux menés, d'une part sur les modules de puissance, et d'autre part sur les convertisseurs intégrés, sont le fruit d'un partenariat et de contrats passés avec la société Renault. Ces aspects expliquent l'architecture de ce mémoire en trois parties, avec une partie concernant les modules de puissances conventionnels et une autre les convertisseurs intégrés.

Tout d'abord, dans une première partie, nous poserons les bases théoriques nécessaires à la compréhension de la problématique abordée. Ainsi, après avoir fait un état de l'art des composants rencontrés dans le domaine de la forte puissance et notamment sur l'IGBT pour la traction, nous détaillerons les structures sous lesquelles nous les rencontrons. Enfin, les notions de fiabilité et de durée de vie seront abordées dans le but de présenter les méthodes d'estimation employées ultérieurement.

Dans une deuxième partie, nous présenterons une étude concrète d'estimation de la durée de vie de modules IGBT utilisés dans un véhicule hybride automobile. Une méthodologie d'identification des contraintes thermiques des modules en fonctionnement dans un trafic urbain sera détaillée et les résultats seront corrélés avec des essais de vieillissement accéléré. Enfin dans une troisième partie, nous tenterons d'estimer les contraintes thermiques présentes lors de divers modes de fonctionnement de modules de puissances classiques, puis de convertisseurs intégrés. Ces données, issues du calcul, seront comparées avec des mesures

expérimentales menées durant l'essai d'un onduleur intégré en fonctionnement réel dans le but de valider notre modèle. Enfin les résultats seront évalués et discutés.

Chapitre I – Les composants de forte puissance pour la traction électrique. Notions de fiabilité et durée de vie

Introduction

Avec l'évolution des technologies liées à l'électronique de puissance dans le domaine de la traction électrique, il paraît intéressant et surtout nécessaire de faire un point sur les divers composants utilisés dans ce domaine, ainsi que sur les méthodes de détermination de la durée de vie de ces derniers, puisqu'il s'agit de l'axe de recherche principal de cette thèse.

Après un historique des composants électroniques destinés à la traction, nous ferons un rapide recensement des différents modèles utilisés dans ce domaine pour la forte puissance. Nous apporterons ensuite un éclairage plus particulier sur un composant très largement utilisé de nos jours, l'IGBT, en détaillant son fonctionnement, ses applications et ses avantages par rapport à d'autres structures électroniques. Nous dériverons par la suite vers le convertisseur intégré de puissance, amené à remplacer les convertisseurs statiques traditionnels dans les systèmes de traction. Enfin dans une dernière partie, nous aborderons la notion de fiabilité en électronique de forte puissance et nous présenterons les diverses méthodes utilisées pour déterminer la durée de vie de ces composants utilisés dans la traction électrique.

1. L'électronique de puissance destinée à la traction

1.1 Définition de la traction électrique

Il est important de préciser que lorsque l'on parle d'électronique de puissance destinée à la traction électrique, il faut distinguer trois domaines.

- *La gestion d'énergie* : qui fournit à l'unité de transport, l'énergie nécessaire à la traction de celle-ci. Cette gestion peut être embarquée ou non.
- *La chaîne de traction* : c'est un ensemble d'équipements embarqués qui sert à la traction de l'unité de transport.
- *L'alimentation de systèmes auxiliaires* : qui peut avoir une part plus ou moins importante dans la consommation d'énergie globale nécessaire au mode de transport. Ces systèmes sont embarqués.

Dans le cas des transports guidés comme la traction ferroviaire, généralement le contrôle d'énergie se situe dans les sous-stations d'alimentation. Son rôle est de fournir à la caténaire, en contact avec le pantographe de la locomotive, l'énergie de traction (25kV-50Hz monophasé ou 1500V continu) à partir d'un réseau haute tension, comme par exemple dans le domaine ferroviaire interurbain.

La chaîne de traction est constituée d'éléments communs à tous les systèmes de transport, machines tournantes, convertisseurs statiques, dispositifs de contrôle/commande.

Les systèmes auxiliaires, quant à eux, sont en complément du système de traction principale (circuits de chauffage et de climatisation, de moteurs de ventilateurs ...) et tiennent une part prépondérante dans le fonctionnement global.

Dans le cas de la traction automobile et avec une configuration électrique simple, (véhicule purement électrique), ou une configuration hybride (véhicule électrique et/ou thermique), l'électronique de puissance est présente, principalement, dans la chaîne de traction, et plus précisément dans le convertisseur statique (onduleur) utilisé pour l'alimentation du moteur destiné à propulser le véhicule. Quant à l'alimentation générale du véhicule, elle est fournie à partir des batteries, même si certaines avancées technologiques laissent présager l'utilisation à grande ampleur de piles à combustible comme source d'énergie, ou de supercondensateurs, dans le cas d'alternateur notamment, étendant ainsi le champ d'action des composants de forte puissance dans les véhicules routiers.

Dans le paragraphe suivant, nous ne nous intéresserons uniquement qu'à l'historique et à l'évolution de l'électronique de puissance utilisée dans la chaîne de traction et plus précisément dans les convertisseurs statiques avec un éclairage sur les divers composants utilisés dans ce domaine particulier.

1.2 Les composants actifs en silicium rencontrés dans les transports électriques

- **La diode**

Ce n'est qu'en 1958 que l'électronique de puissance destinée à la traction électrique prend son essor avec l'apparition des redresseurs à diodes au silicium remplaçant les redresseurs à vapeur de mercure utilisés jusque là pour l'alimentation des moteurs à courant continu. Ces nouveaux composants, de par leur faible encombrement, leur poids, leur facilité

d'installation et surtout de maintenance, contribuent à l'avènement des composants silicium sur les composants à vapeur de mercure.

Le premier essai de tels composants réalisé en France dans le domaine de la traction fut en novembre 1958 par la SNCF sur l'automotrice Z9055 avec 192 diodes pour une fonction interrupteur [HAM-98]. En 1962 la SNCF décidait de généraliser l'utilisation de diodes au silicium sur les locomotives à construire. Ces composants n'étant pas encore commandables, ils seront uniquement utilisés sur des machines ne nécessitant pas de récupération d'énergie au freinage, cette fonction étant toujours assurée à l'aide de composants à vapeur de mercure.

- **Le thyristor**

C'est avec la mise au point et la commercialisation du thyristor de puissance aux États-Unis, par Westinghouse et General Electric, qu'une nouvelle étape est franchie avec la construction de redresseurs pour une nouvelle génération de traction, puisque ce composant est commandable à l'amorçage.

En décembre 1963, la SNCF met en service l'automotrice Z6004 équipée d'un pont redresseur à thyristors se transformant, au freinage, en onduleur permettant la récupération d'énergie. Dès lors, les redresseurs construits en France sont à thyristors et diodes de puissance.

Avec l'apparition du hacheur à thyristors et diodes rapides, les composants silicium couvrent à présent la gamme des courants continus alors qu'ils n'étaient jusqu'à maintenant utilisés que pour des courants alternatifs monophasés. Leur application pour la traction comprend deux niveaux de tension, le 1500V continu pour le réseau SNCF et le 750V continu pour le réseau RATP. Le premier prototype de hacheur pour une locomotive de la SNCF (modèle BoBo 9252) voit le jour en 1970. En ce qui concerne la RATP, la première motrice équipée de hacheur fait son entrée sur le réseau en 1978 sur le métro parisien.

Dans les années 80, les moteurs sans collecteur, *brushless*, font leur apparition dans le monde de la traction supprimant du même coup les problèmes liés à la maintenance du collecteur sur les anciens modèles. C'est en 1981 que la première locomotive équipée d'un moteur synchrone alimenté par un onduleur de courants à thyristors, est mise en service par la SNCF. A ce jour, cette technologie est toujours utilisée sur les machines de forte puissance. Le TGV Atlantique, lancé en 1988, en est un exemple.

- **Le thyristor GTO**

La filière asynchrone ne prend un réel essor qu'avec la mise au point au Japon du thyristor GTO (commandable à l'ouverture et à la fermeture) adapté à la traction. La gamme des GTO ne cesse de s'accroître, ainsi en 1977 Toshiba annonce la commercialisation d'un composant 600A-600V et en 1983 un GTO 3000A-4500V destiné à la forte puissance [PAS-86]. En Europe, les industries ferroviaires balancent entre deux technologies; asynchrone pour l'Allemagne et synchrone pour la France. En 1984 des motrices sont équipées de GTO au Japon, suivi quelques années plus tard par l'Allemagne. En France il faut attendre fin 1994 pour voir apparaître la première motrice équipée de moteur asynchrone et thyristors GTO avec le TGV transmanche. La RATP quant à elle commence la conception en 1989 d'un métro sur pneus MP89, également appelé Météor [BEN-96], dont le contrôle d'énergie est assuré par un hacheur GTO et l'alimentation du moteur par un onduleur de tension, à GTO également, refroidi par convection naturelle.

- **Le Thyristor IGCT**

Mis au point par les laboratoires de Mitsubishi et ABB [GRÜ-96], l'IGCT (Integrated Gate-Commutated Thyristor) voit sa commercialisation débiter en 1997. Il se présente sous l'aspect d'un boîtier presspack (GCT) avec sa commande intégrée. Son comportement statique ressemble à celui d'un thyristor, avec ses faibles chutes de tension, tandis que ses

pertes en commutation et notamment au turn-off, se rapprochent de celles d'un transistor IGBT [STE-00, EIC-00].

Il est utilisé dans le domaine des très fortes puissances où son rendement est maximal [CAR-97], comme celui de la distribution d'énergie ou dans les sous-stations pour la traction ferroviaires. C'est en 1996 que la société ABB utilise les premiers IGCT, 288 au total, dans le milieu industriel pour le système ferroviaire d'inter station "Bremen" de 100MW [GRÜ-98].

- **Le transistor MOSFET**

Avec la mise au point de composants MOSFET de moyenne puissance (300A-300V), il devient possible de l'utiliser dans la traction électrique. Néanmoins sa gamme n'est pas assez élevée pour apparaître dans les chaînes de traction. Il s'utilise donc dans certains auxiliaires et pourrait voir son utilisation dévolue à l'alimentation d'alternateur pour l'automobile.

- **Le transistor IGBT**

Le transistor IGBT, qui est un transistor commandable à la fermeture et à l'ouverture, offre de nouvelles perspectives en matière de traction électrique. Il est créé au début des années 80, et rapidement commercialisé par les japonais avant que les européens, notamment Eupec, ne monopolisent petit à petit le marché. Les premières utilisations pour la traction en Europe datent de 1995/1996 avec des onduleurs de tension pour des tramways d'Allemagne, d'Autriche et le tramway de Grenoble.

En 1996, la mise sur le marché de modules 3300V-1200A a élargi le domaine d'utilisation des IGBT et certaines régions françaises ont commandé des onduleurs à IGBT pour des projets de Trains Express Régionaux (TER) [BOU-97]. Les récents progrès annoncés par les constructeurs Mitsubishi et Eupec, ont amené les industriels de la traction dans une perspective d'évolution en proposant des modules 3300V-1200A pour le premier et 6500V-600A pour le second. Ces modules peuvent à présent prétendre à des fonctionnements en forte puissance alors qu'ils étaient jusque là dévolus à évoluer dans les gammes de moyenne et basse puissances. Néanmoins, les modules les plus rencontrés en traction électrique restent les IGBT 3300V-1200A et 1700V-800A sous la forme dual (deux IGBT par module).

1.3 Les Gammes de puissance

Devant la gamme étendue des composants utilisés dans la traction, donc dans la moyenne et forte puissance, il nous paraissait important de présenter une vue d'ensemble des gammes de puissances utilisées dans ce domaine. Nous avons ainsi représenté deux graphiques (figures 1 et 2). Le premier présente la gamme de puissance en fonction de la plage de fréquence de commutation des différents composants de puissance tandis que le deuxième illustre les gammes de tension et de courant disponibles pour les composants cités dans les paragraphes précédents. Sur ce dernier graphique, la gamme utilisée pour les chaînes de traction, automobiles comme ferroviaires, est mise en évidence.

Il est important de préciser que la correspondance des courants représentés sur ces graphiques est différente suivant les composants. A savoir que dans le cas des GTO, nous parlons du courant commutable, dans le cas des IGBT, il s'agit du courant continu collecteur, le courant commutable étant égal à deux fois cette valeur, et dans le cas des Thyristors et diodes, nous parlons de courant efficace RMS.

Thyristor : courant RMS
 Diode : courant RMS
 IGBT : courant continu collecteur
 IGCT : courant répétitif contrôlable
 GTO : courant commutable

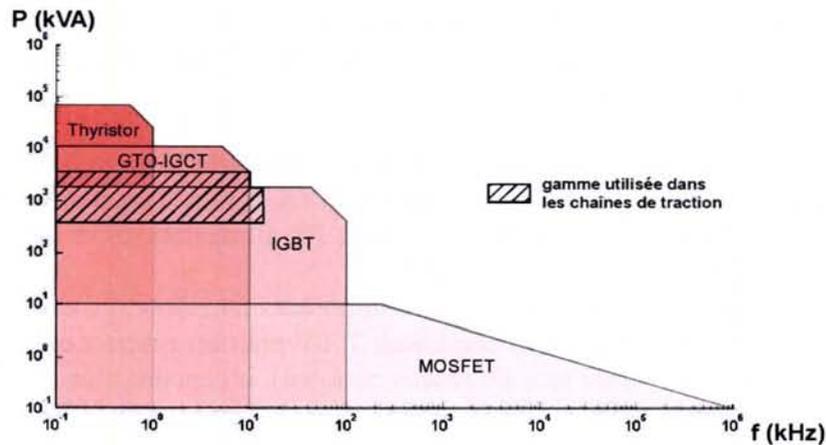


Fig.1: Plage de fréquence et de puissance des composants utilisés dans la traction électrique

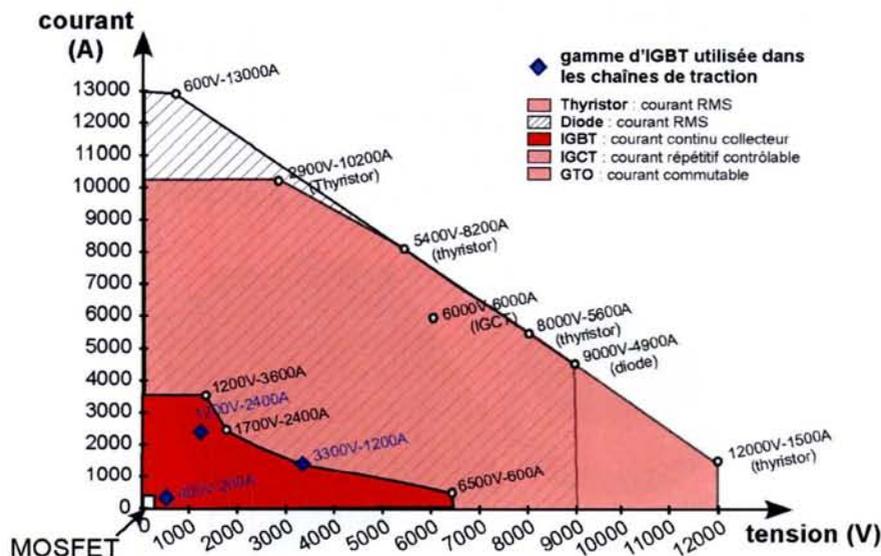


Fig.2: Plage de puissance des composants utilisés pour la moyenne et forte puissance

2. L'IGBT de forte puissance

2.1 Historique

Avant l'apparition du Transistor Bipolaire à Grille Isolée ou *Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)* en 1983 [COR-00, BAL-84] sur le marché des composants d'électronique de puissance, les principaux transistors utilisés dans les applications de faibles et moyennes puissances étaient le transistor bipolaire ou *Bipolar Junction Transistor (BJT)* et le transistor MOS à effet de champ ou *Metal Oxide Semi-conductor Field Effect Transistor (MOSFET)*. Depuis sa conception l'IGBT n'a cessé d'évoluer et a connu plusieurs noms: *Insulated Gate*

Transistor (IGT), Gain Enhancement Metal Field Effect Transistor (GEMFET), Conductivity Modulated Field Effect Transistor (COMFET).

La demande grandissante de la part des industriels, notamment dans le domaine de la traction ferroviaire pour une gamme de puissance plus étendue et un meilleur compromis entre performance-prix-facilité de conception, a amené les chercheurs à concevoir le transistor IGBT. Composant hybride, il associe la structure de puissance du transistor bipolaire et la commande du transistor MOS, sur un même cristal de silicium, offrant ainsi des qualités intéressantes pour la commande.

Aujourd'hui, l'application des IGBT dans le domaine industriel couvre une large gamme de puissance, de quelques centaines de VA à plusieurs MVA et touche de nombreux domaines de l'électrotechnique comme la commande de moteur, les alimentations et bien sûr la traction pour la gamme des fortes puissances [ALO-96].

Ainsi le choix des gammes de tension de ces composants correspond d'abord à la contrainte des caténaires alimentées sous tensions continues: 750V pour les réseaux urbains, 1500V pour l'interurbain et les grandes lignes (cas du réseau national), ou encore plus rarement, le 3000V continu de certains réseaux grandes lignes comme ceux de l'Italie et de la Belgique [COQ-98].

2.2 Technologie et structure

2.2.1 Technologie des boîtiers

Les composants utilisés en forte puissance se présentent sous deux technologies identifiables par leur boîtier présenté en figure 1:

- Les boîtiers moulés, communément appelés *modules*.
- Les boîtiers pressés, également appelés *press-pack*.

La figure 3 présente deux de ces boîtiers destinés à la forte puissance.



Fig.3: Boîtier pressé de Thyristor (gauche) et boîtier moulé d'IGBT

2.2.1.1 Les boîtiers pressés

Les boîtiers press-pack, de technologie plus ancienne que les moulés, se présentent sous la forme d'un disque de silicium pressé entre deux disques métalliques, collecteur et émetteur, séparés par un isolant céramique, figure 4. La connectique sur le silicium étant interne, la force de serrage qui doit être exercée est importante et requiert donc un mécanisme de serrage externe au composant, un clamp. Cet élément supplémentaire augmente ainsi le coût, le poids et l'encombrement du dispositif. Néanmoins le grand avantage de ces structures réside dans le fait qu'elles présentent une grande résistance à la fatigue thermique du fait de l'absence de liaisons filaires internes et de brasure entre les différents matériaux.

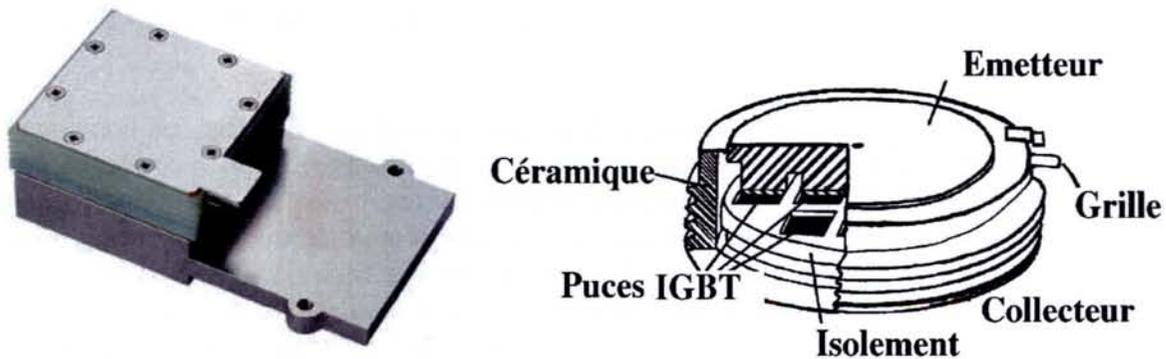


Fig.4: Présentation d'un IGBT press-pack ABB 2500V-700A (gauche) et vue en coupe d'un IGBT press-pack classique

Longtemps réservés aux diodes et aux thyristors classiques (GTO et IGCT), ces boîtiers sont aussi déclinés pour les IGBT de fortes puissances, même si leur nombre est moins important [COQ-93]. Certains constructeurs comme Eupec, Toshiba, ou ABB [CAR-98] proposent déjà des IGBT press-pack de forte puissance, avec une gamme de puissance de 2500V-1000A pour Toshiba, et tentent de démontrer leur supériorité technologique face aux boîtiers moulés en argumentant sur certains points [LER-00, HIY-97]:

- plus grande résistance à la fatigue thermique.
- meilleur comportement aux surcharges.
- faibles inductances internes.
- facilité de mise en série

2.2.1.2 Les boîtiers moulés

Ces modules se présentent sous l'aspect d'un boîtier plastique renfermant un grand nombre d'éléments de matériaux divers, comme on peut le voir sur la figure 5. Ces éléments sont montés sur une semelle métallique de quelques millimètres d'épaisseur permettant la fixation sur un système de refroidissement.

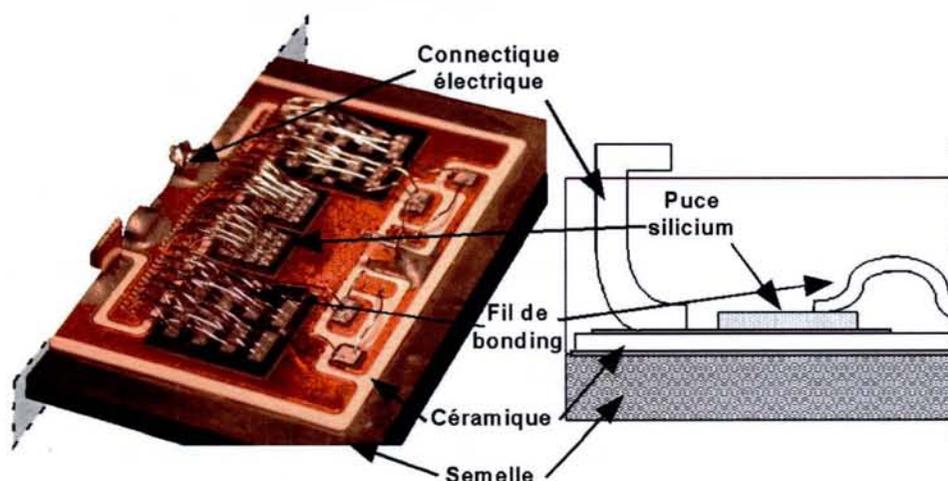


Fig.5: Vue interne d'un module IGBT (gauche) et schéma des différents éléments

Les modules, à l'inverse des boîtiers press-pack, possèdent un grand nombre de connexions internes par fils appelés "bondings". Ces fils soudés en plusieurs endroits par une méthode ultrasonique [MAS-95] assurent la liaison électrique entre les puces IGBT et les connexions

électriques externes, figure 5. On peut comptabiliser plusieurs centaines de fils et près d'un millier de soudures sur certains modules destinés aux convertisseurs de forte puissance pour la traction.

Un grand nombre de matériaux est présent dans cette technologie. En effet, les bondings en aluminium sont soudés, de manière ultrasonique, sur des puces silicium recouvertes d'une métallisation de quelques μm . Ces puces sont brasées sur une plaque de céramique (alumine ou nitrure d'aluminium), elle-même recouverte par une couche de cuivre sur chaque face, appelée DCB (Direct Copper Bonding). L'ensemble est brasée sur une semelle en cuivre, voire en AlSiC, afin de rigidifier l'assemblage et permettre l'évacuation de la chaleur lors du fonctionnement du module. Ce boîtier est enfin rempli de gel silicone pour la protection interne du silicium contre l'humidité et afin d'assurer une bonne isolation électrique. Il est, de plus, généralement recouvert d'une résine époxy pour la protection des sorties de puissance. Cette technologie, basée sur un empilement de matériaux divers, explique les différents problèmes rencontrés par les modules en matière de fatigue thermique [COQ-98]. La coupe d'un module IGBT 600V-200A est présentée figure 6.

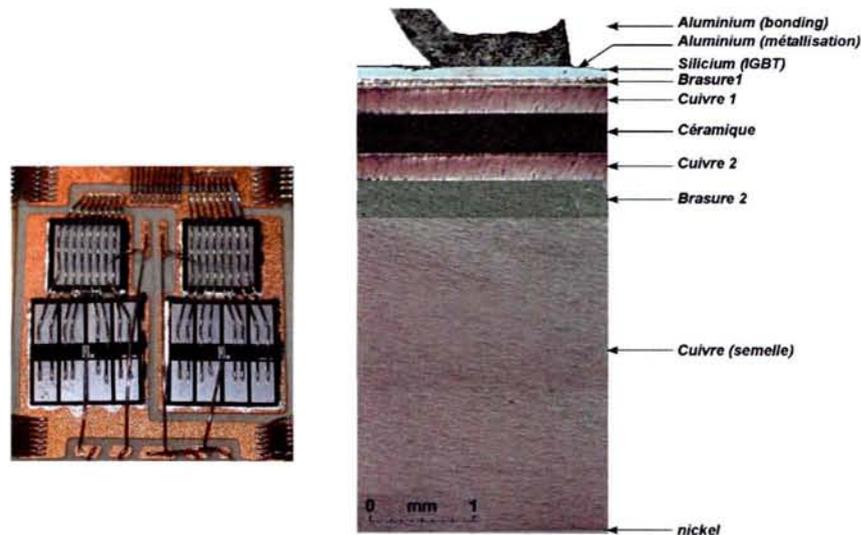


Fig.6: Fils de bonding sur puces silicium et vue en coupe d'un module IGBT 600V-200A

2.2.2 Structure de l'IGBT

Rappelons que l'IGBT est la somme de la technologie de deux composants, le transistor bipolaire et le transistor MOS. La structure physique de l'IGBT, représentant les différentes couches internes du composant ainsi que sa structure électronique équivalente, sont détaillées dans cette partie.

2.2.2.1 Structure physique

Dans cette partie la structure physique interne élémentaire de l'IGBT est présentée, figure 7, ainsi que son fonctionnement. Cet IGBT est à canal N (courant de base formé par les électrons). D'autres structures utilisées sont également proposées.

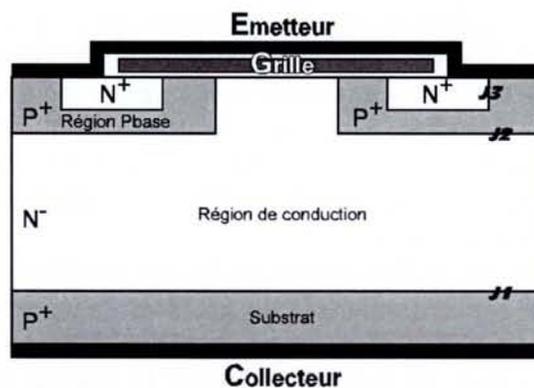


Fig.7: Structure physique élémentaire d'un IGBT

Fonctionnement :

L'IGBT est un transistor bipolaire dont le courant de base est contrôlé par une structure MOSFET. Le transistor bipolaire a une large base faiblement dopée, caractéristique des transistors de puissance.

Quelque soit la tension grille-émetteur (V_{ge}), lorsqu'une tension négative est appliquée entre le collecteur et l'émetteur (V_{ce}), la jonction J1 entre le substrat P^+ et la région de conduction N^- est polarisée en inverse. Par conséquent, le composant est ouvert et la jonction J1 tient la tension de blocage V_{ce} .

Par contre, si nous avons une tension V_{ce} positive, avec une tension V_{ge} supérieure à la tension de seuil du MOSFET, un canal d'électrons va se créer sous l'oxyde de grille, favorisant l'injection des trous dans la zone de conduction. Cette injection de porteurs minoritaires va permettre la réduction de la résistance de cette zone et moduler sa conductivité, amenant le composant à son état passant.

D'autres structures physiques d'IGBT sont également utilisées en électronique de puissance. Elles ont pour but d'améliorer certains traits de l'IGBT comme le fonctionnement en haute fréquence.

-Structure symétrique (NPT):

Cette structure est également appelée *homogène* ou *non punch through* (NPT). Elle est basée sur la technique de modulation de l'injection de charge, grâce au contrôle des caractéristiques de la jonction base-émetteur du transistor bipolaire PNP, figure 8(a). L'efficacité d'injection étant proportionnelle au rapport de dopage entre la couche d'émetteur et la base N^- , le contrôle de cette injection se fait aisément en jouant sur ce paramètre.

Cette technologie commence par un substrat de type N^- sous lequel est créée une couche P^+ par implantation ou par diffusion [ALO-96]. Cette technologie, présentant un coût de fabrication peu élevé, possède également l'avantage d'avoir un coefficient de température positif permettant à la tension de saturation d'augmenter avec la température. Lorsque la température de l'une des deux puces connectées en parallèle augmente, la tension de saturation augmente également, forçant le courant à circuler dans l'autre puce. Cette caractéristique confère à l'IGBT de technologie NPT une très bonne répartition de courant lors de mise en parallèle de puces et de modules. De plus grâce à sa structure à base homogène, il apparaît que la structure symétrique offre une plus grande résistance au court-circuit.

-Structure asymétrique (PT):

Cette technologie, également appelé *épitaxiale* ou *punch through* (PT), part d'un substrat épais P^+ sur lequel est créée une couche enterrée N^+ suivie d'une couche épitaxiale N^- , figure 8(b). L'avantage de cette structure tient dans la présence de la couche tampon N^+ qui permet une réduction de l'épaisseur de la zone de conduction (N^-), tout en conservant une tenue en tension aussi importante qu'une structure sans couche tampon (structure NPT). Du point de vue des performances, le gain est une traînée en courant moins important et une chute de tension à l'état passant moins élevée.

A cause du coût important de sa fabrication et de son coefficient de température souvent négatif, cette structure est souvent délaissée au profit de la structure symétrique. Lors d'un déséquilibre de courant dans une puce ou un module, la température augmente avec le courant, la tension de saturation diminue donc, forçant le courant à passer par la puce la plus chaude, amplifiant ainsi le phénomène de déséquilibre.

Les modules possédants cette technologie sont, de ce fait, plus vulnérables à la fatigue thermique. Néanmoins cette structure permet d'utiliser l'IGBT à des fréquences de commutations plus élevées [ALO-96].

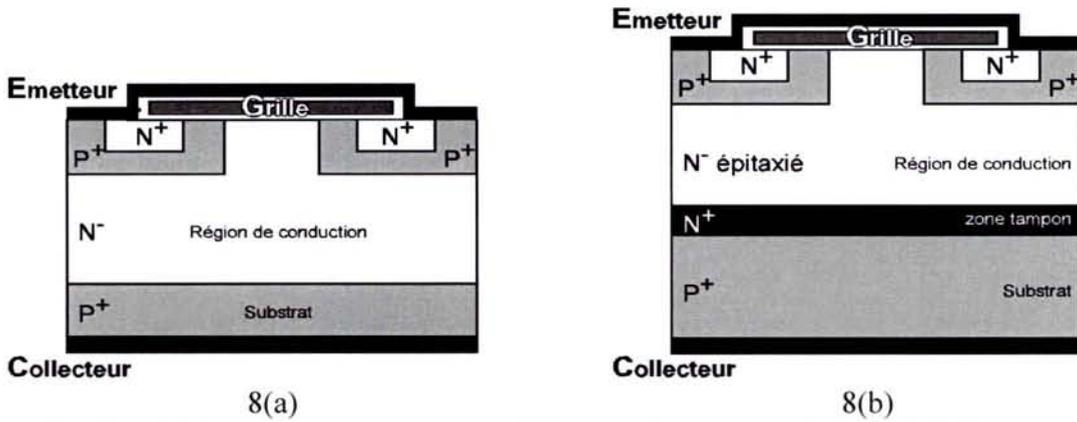


Fig.8: IGBT à structure symétrique: NPT (gauche), et asymétrique: PT (droite)

2.2.2.2 Structure électronique

La figure 9 détaille la structure électronique équivalente d'une demi-cellule de l'IGBT. Les éléments discrets, figurant sur le schéma structurel, représentent les fonctions électroniques de chaque couche du composant [AZ1-98].

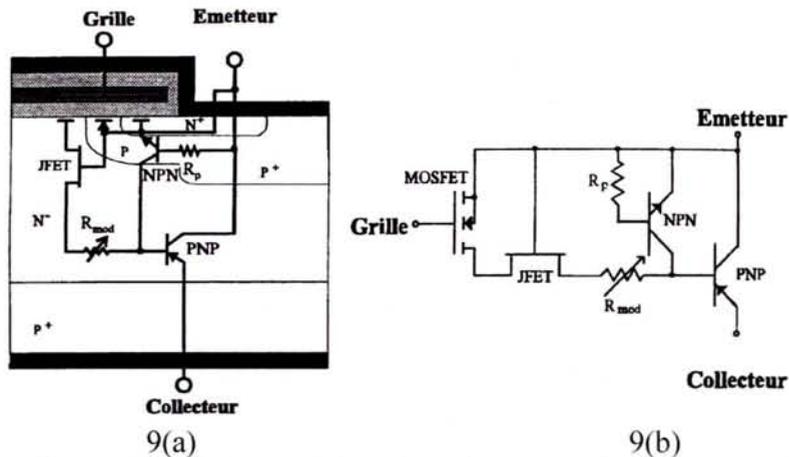


Fig.9: Structure électronique 9(a) et schéma équivalent avec éléments parasites 9(b).

On peut clairement repérer sur le schéma équivalent les différents composants constituant l'IGBT. A savoir un transistor MOSFET à canal N, un transistor bipolaire PNP, un transistor bipolaire NPN et un transistor à effet de champ à jonction, *Junction Field Effect Transistor* (JFET) [AZ1-98].

La résistance R_{mod} traduit l'effet de modulation de la conductivité, présente dans les composants de type bipolaire.

L'association des transistors PNP et NPN forme un thyristor parasite en parallèle du MOSFET. Par conséquent, lors de fortes densités de courant, ce thyristor peut s'amorcer. Ce phénomène, appelé *latch up* ou verrouillage, empêche donc toute commande de l'IGBT. Cependant il peut être contrôlé par surdopage de la zone P^+ conduisant à une diminution importante de la résistance R_p au point de court-circuiter la jonction base-émetteur du transistor NPN.

Le nouveau schéma équivalent peut donc être représenté par la figure 10 comme un transistor PNP commandé par un transistor MOSFET.

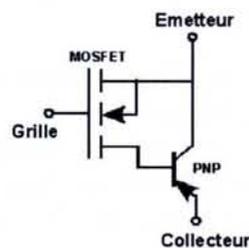


Fig.10: Schéma équivalent fonctionnel de l'IGBT

2.3 Ses avantages et inconvénients

2.3.1 Ses avantages

Lors de sa conception, au début des années 80, l'IGBT fut loin des attentes espérées. Il a, dès le début, accumulé les défauts de ces parents alors qu'il était censé intégrer leurs qualités. Il possédait des pertes par commutation loin des performances habituelles à cette époque, et sa tenue aux surcharges en courant était très limitée, environ deux fois le courant nominal. Enfin sa tenue aux forts gradients de tension (dv/dt) et à la température, était loin de satisfaire les besoins [ALO-96].

Mais avec les travaux de recherche des divers fabricants, les ingénieurs ont réussi à rendre ce composant performant, le plaçant comme l'un des composants d'électronique de puissance les plus utilisés, d'où un succès commercial incontesté.

Plusieurs avantages à son utilisation peuvent être notés.

- *Commande simple*: La mise en œuvre de son circuit de commande est beaucoup plus simple que celle du GTO. Il nécessite une commande en tension de faible puissance.
- *Pas de circuit d'extinction auxiliaire*: De par ses performances dynamiques, l'IGBT ne requiert pas de circuits d'aides à la commutation qui sont nécessaires au fonctionnement des montages à GTO, d'où une simplification des schémas, une réduction des volumes et un gain économique.
- *Faible pertes en conduction*: La modulation de la conductivité a permis d'augmenter la densité de courant et de réduire grandement la chute de tension à l'état passant, diminuant ainsi les pertes en conduction.

- *Fonctionnement à fréquences élevées:* Pour des applications à faibles et moyennes puissances, jusqu'à 750V continu, l'IGBT autorise des fréquences supérieures à celles atteintes par les GTO (environ 5kHz contre 1kHz pour le GTO).
- *Facilité de mise en parallèle:* Grâce à son coefficient de température positive la tension augmente avec la température pour les forts courants. Ce phénomène agissant sur le courant facilite la mise en parallèle de puces IGBT et de modules.
- *Grande robustesse au court-circuit:* L'IGBT est capable de gérer des courants de court-circuit. Ainsi en cas de court-circuit la commande peut réagir afin d'éviter la destruction du composant. Il est à noter que la structure symétrique présente une plus grande résistance au court-circuit [KLA-95].
- *Grande intégration de puissance:* Les boîtiers des modules IGBT intègrent, en plus des transistors IGBT, les diodes en antiparallèle. Dans les applications à plus faibles puissances, l'intégration peut être poussée jusqu'au niveau du bras d'onduleur ou de l'onduleur entier [HIL-97].
- *Facilité de montage:* Les modules IGBT sont livrés dans des boîtiers moulés isolés qui se montent directement sur des refroidisseurs à air ou à eau. Leur montage mécanique se fait par simple vissage. L'utilisation de modules IGBT permet de s'affranchir du serrage mécanique de plusieurs tonnes qui doit être appliqué aux boîtiers press-pack, ainsi que de l'isolement galvanique qui doit être assuré par l'assemblage mécanique de serrage dans le cas des GTO.

2.3.2 Ses inconvénients

Malgré un tableau élogieux sur l'IGBT, il est toutefois important de noter que le principal inconvénient de ce composant est sa faible fréquence de commutation comparée à celle des transistors MOSFET, pour des tensions inférieures à 600V. Ce manque de rapidité résulte du phénomène de traînée en courant qui survient lors de la phase d'ouverture du composant. Cette phase est régie par le temps de recombinaison des porteurs minoritaires dans la région de conduction de la partie bipolaire. Néanmoins on peut noter que la structure asymétrique permet une utilisation de l'IGBT à des fréquences de commutation plus élevées que la structure symétrique, justement grâce à sa faible traînée en courant.

2.4 Leurs applications

Les IGBT que l'on rencontre dans l'industrie et plus particulièrement dans le domaine de la traction se présentent, principalement, sous la forme de module de puissance, pour des raisons que nous venons de répertorier. Il apparaît clairement que ces composants peuvent être utilisés dans de nombreuses applications industrielles où la demande de puissance peut être plus ou moins importante. Cependant, dans le cadre de ce travail de recherche porté sur la traction électrique, nous nous limiterons à deux domaines d'applications de forte et moyenne puissance: le domaine ferroviaire et le domaine automobile, avec toutefois, une orientation nettement marquée pour l'automobile.

2.4.1 Le ferroviaire

Comme nous avons pu le constater dans le paragraphe 1 dédié à l'historique des composants de l'électronique de puissance destinés à la traction électrique, le principal domaine dans lequel nous retrouvons ces composants est, pour le moment, celui du ferroviaire. En effet, il apparaît comme une application possédant un fort potentiel industriel et économique au niveau traction électrique et il n'est pas étonnant de constater aujourd'hui

que la plupart des fabricants de composants de forte puissance sont également des fabricants de convertisseurs de traction, de systèmes électriques pour la distribution de puissance pour le réseau ferroviaire et même de motrices (ABB, Siemens-Eupec, Mitsubishi, Hitachi, Toshiba) [COQ-98].

2.4.2 L'automobile

L'industrie automobile, de son côté, arrive à grand pas dans le secteur de la traction électrique. Devant la perspective d'un marché en pleine progression dans le domaine des véhicules non polluants et motivés par des contraintes écologiques et environnementales (réduction d'émission de polluant et de consommation de carburant), les industriels de l'automobile s'investissent de plus en plus dans l'étude et la conception de véhicules à traction électrique.

Deux types de véhicules électriques sont à distinguer [DÖN-99, KAH-95, TEK-02, ATK-99]:

- *Le véhicule tout électrique*: La source d'énergie provient de batteries rechargeables avec l'éventualité d'ajouter une pile à combustible dans laquelle l'énergie électrique est fournie électrochimiquement à partir d'hydrogène et d'oxygène.
- *Le véhicule hybride* : Association d'un moteur électrique et d'un moteur thermique en parallèle ou en série.

Dans le cas de la configuration parallèle, le moteur thermique est utilisé en haut régime et peut fournir un surplus de puissance lorsque nécessaire. Pour ce qui est de la configuration série, le moteur thermique est actif tout au long du fonctionnement du véhicule puisqu'il fournit l'énergie nécessaire au moteur électrique grâce à une génératrice.

2.5 Les innovations technologiques

Grâce à l'apparition de nouveaux matériaux dans l'électronique et à l'augmentation de la densité de puissances pour des nouveaux domaines d'utilisation comme l'automobile par exemple, les composants destinés à la traction connaissent depuis les années 80 une rapide évolution technologique.

Parmi les nombreuses avancées technologiques destinées à accroître la fiabilité face aux contraintes thermiques, des innovations, conduisant à des progrès significatifs, ont été développées. Notons parmi les avancées technologiques les plus prometteuses, le remplacement des semelles cuivre ou aluminium par des semelles composites en aluminium et carbure de silicium (*AlSiC*), l'apparition de puces nouvelle génération dite *Trench gate* ainsi que celle en carbure de silicium (*SiC*), pouvant évoluer à plus haute température et le développement de nouveaux modules de puissance intégrant le circuit de refroidissement en s'affranchissant ainsi de l'interface de graisse présente entre le module et son refroidisseur. Trois de ces innovations sont présentées dans les paragraphes suivants.

2.5.1 Les semelles en AlSiC

La semelle d'un IGBT est un élément important d'un module puisque c'est par cette interface que se fait la majeure partie du transfert thermique entre la puce et le refroidisseur associé au module. De par les propriétés physiques des matériaux traversés par le flux de chaleur, volume, conduction thermique mais surtout coefficient de dilatation thermique (CTE), chaque couche subit des contraintes thermomécaniques plus ou moins importantes. Comme ces couches se présentent sous la forme de parallélépipèdes très aplatis, ces contraintes se manifestent par des déformations longitudinales de plus ou moins grandes amplitudes suivant la dimension de ces matériaux. Dans le cas des composants hybrides de

fore puissance, soumis à des cycles thermiques longs (plusieurs secondes), les couches les plus affectées par ces contraintes sont la couche céramique et la semelle du module, souvent en cuivre ou aluminium, voir figure 6, les autres étant peu affectées à cause de leurs propriétés physiques et/ou dimensionnelles. La brasure, prise en sandwich entre ces deux matériaux, est donc soumise à des contraintes relativement importantes conduisant à l'apparition de fissures et à la délamination de celle-ci. Ces phénomènes ont pour effet une hausse significative de la résistance thermique conduisant inévitablement à une défaillance irréversible du composant.

Pour palier à cette hausse rapide de la résistance thermique, un nouveau matériau, l'*AlSiC* (Aluminium et Carbure de Silicium), composite du groupe des *Metal Matrix Composites* (MMC), a donc été développé pour remplacer le cuivre et l'aluminium présents dans la semelle des modules de grandes dimensions [SCHM-00, AZ2-98].

Même si son coût reste élevé par rapport au cuivre, il présente de nombreux avantages. En effet, grâce à sa faible masse volumique, sa bonne conductivité thermique et son faible coefficient de dilatation, très proche de la couche isolatrice en céramique (Al_2O_3 ou AlN) et du silicium, figure 11, il pourrait, d'ici quelques années, supplanter le cuivre. Ainsi en incorporant l'*AlSiC* à la place du cuivre dans un module de forte puissance, on peut, d'après les études menées par G. Coquery et G. Lefranc [COQ-99, LEF-00], augmenter la durée de vie d'un composant d'un facteur 6 à 10, par rapport à un composant classique et diminuer le poids de sa semelle d'un facteur 3.

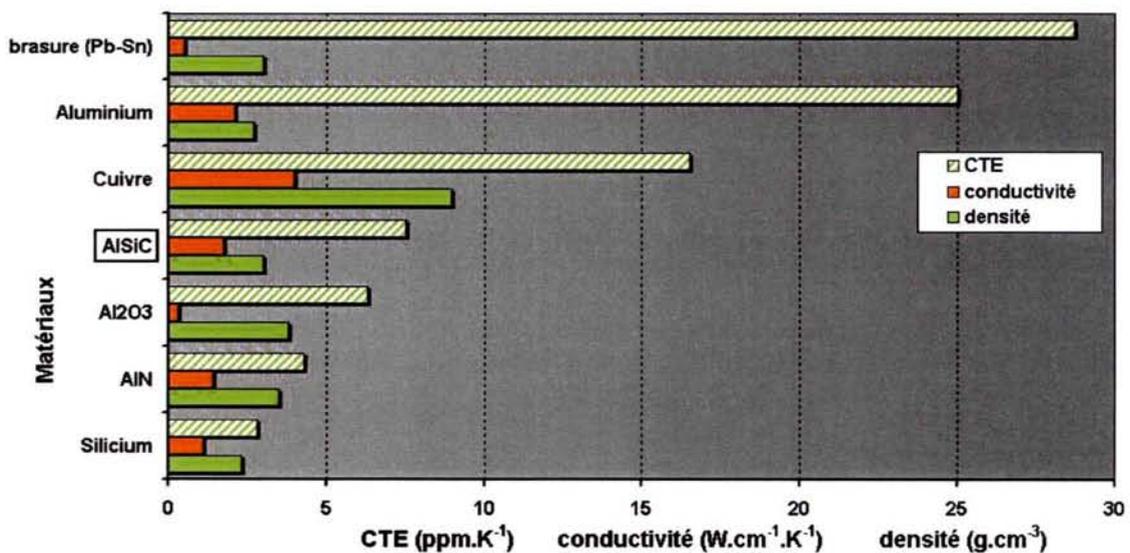


Fig.11: Coefficients de dilatation thermique (CTE), conductivité thermique et densité des matériaux présents dans les modules hybrides de puissance

2.5.2 Les puces Trench Gate

La recherche dans le domaine de la microélectronique ainsi que la mise au point de nouvelles méthodes de fabrication ont permis la mise sur le marché de puces de nouvelle génération, dont la grille n'est plus affleurante mais enterrée, d'où le terme *Trench Gate*. Le TIGBT, *Trench Insulated Gate Bipolar Transistor* en est un exemple. Ce composant, grâce à sa structure interne, possède une chute de tension à l'état passant fortement réduite et une densité de courant plus élevée. Il présente également des pertes de 30 à 40% plus basse qu'un IGBT classique de même calibre [HOT-95]. Enfin, le dernier avantage de ce composant est sa dimension. En effet, puisque qu'il accepte des densités de courant plus importantes que ses homologues, la dimension de ces cellules pour un même calibre s'en trouve réduite. Par

conséquent, l'intégration de puissance, propriété très recherchée par les constructeurs de composants, atteint un niveau élevé avec types de puce.

2.5.3 Les puces SiC

Avec l'émergence de l'électronique embarquée dans des domaines divers comme l'automobile, le spatial ou des domaines plus spécifiques comme l'armée, et des densités de puissances toujours plus importantes, il a fallu trouver des composants capables d'évoluer à des températures élevées (>200°C). Citons, dans le cas de l'automobile, quelques zones où l'on peut rencontrer des composants électroniques et la température rencontrée [BUT-00, WON-99, KAS-01, ERS-98].

Zone	Température (°C)
sous le capot	150
sur le moteur	200
près des roues	300
près de la chambre de combustion	500

Tab.1: Lieux à température élevée où l'on rencontre des composants électroniques

A des températures aussi élevées et avec ce niveau de puissance, le silicium montre rapidement ses limites puisqu'il perd ses propriétés semi-conductrices au delà de 250°C (pour des composants de faible puissance). C'est dans l'optique d'élever le niveau de fonctionnement des puces silicium vers les hautes températures qu'ont été développées des puces en carbure de silicium (SiC). Ces nouveaux matériaux permettent aux composants de fonctionner, selon certaines estimations, à des températures de plusieurs centaines de degrés au dessus de la température limite du silicium [LOC-00, BER-96, CHA-00]. Ces composants, dont quelques diodes à faible courant sont déjà commercialisées, semblent prometteurs pour des applications en forte puissance. Ainsi, on pourrait bientôt voir apparaître des petits redresseurs ultra-rapides pour la haute température [PET-98].

Toutefois, le problème de la résistance à la température du package reste posé. En effet, concevoir une puce haute température n'est qu'une étape vers l'obtention de nouveaux composants dédiés aux environnements sévères, certaines recherches dans le domaine des matériaux (brasure, plastique) du mode de connectique (bonding) mais aussi de la fiabilité sont encore à poursuivre si l'on désire obtenir un composant performant.

	Si (Silicium)	GaAs (Arséniure de Gallium)	SiC-6H (Carbure de Silicium)	SiC-4H (Carbure de Silicium)	GaN (Nitrure de Gallium)	C (diamant)
E_g (eV)	1.1	1.43	3	3.26	3.46	5.45
λ_{th} (W/cm.K)	1.5	0.46	4.9	4.9	1.3	22
Tf (°C)	1420	1238	2830	2830		4000

Tab.2: Propriétés physiques des principaux semi-conducteurs

Le tableau ci dessus rappelle les caractéristiques des différents matériaux semi-conducteurs pouvant être utilisés dans la conception de composants pour la haute température. Notons que

le matériau présentant la plus large bande d'énergie interdite, E_g , offre la possibilité de travailler à la plus haute température.

3. Le convertisseur intégré

3.1 Présentation

Les évolutions récentes dans le domaine de l'électronique de puissance sont toutes dirigées vers l'augmentation de densité de puissance et la réduction de volume des dispositifs électroniques. C'est dans cette perspective que sont apparus les tous premiers convertisseurs intégrés destinés, dans un premier temps, à la basse puissance, puis à la moyenne puissance et par conséquent à la traction où des niveaux de puissances d'environ 100 kW sont nécessaires pour certains modes de transport. Les principales structures utilisées sont le pont redresseur triphasé, l'onduleur triphasé pour l'alimentation de moteur asynchrone et synchrone mais également les hacheurs.

L'arrivée sur le marché de ce nouveau composant incluant l'ensemble des éléments électroniques nécessaires à la conception d'une chaîne de traction offre donc des perspectives d'évolutions techniques importantes pour les automobiles dans le domaine de la traction et pour les constructeurs ferroviaires pour l'alimentation de leurs systèmes auxiliaires.

3.2 Technologie

La technologie de ces composants est de type hybride (puces de nature différente au sein d'un même boîtier) en boîtier moulé, figure 12. Ces convertisseurs, dans le cas de l'onduleur, se décomposent d'une succession de bras d'onduleur qui peuvent être indépendants les uns des autres, figure 13. Chaque bras possède deux IGBT et deux diodes en anti-parallèles, le tout réparti sur plusieurs puces silicium, avec la possibilité de mise en parallèle des puces dans le cas de forts courants. Nous pouvons remarquer sur ce schéma électrique une thermistance (NTC) donnant une information sur la température interne du composant de la figure 12(b), au niveau de l'empilement des matériaux.

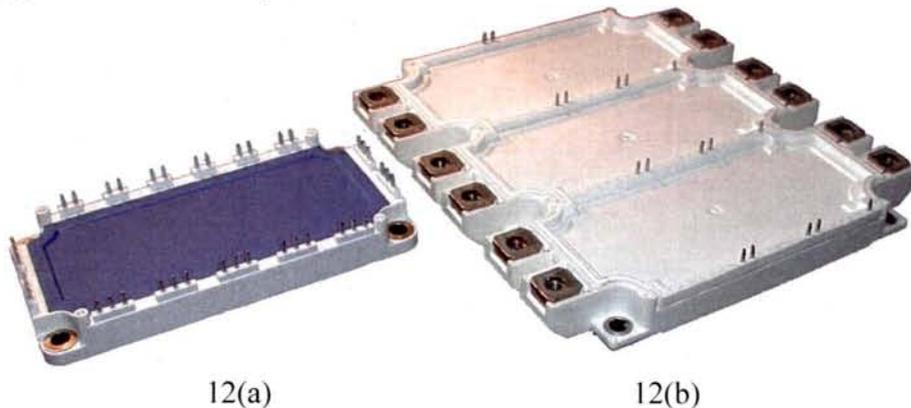


Fig.12: Convertisseurs intégrés 600V-200A (a) et 1200V-450A (b)

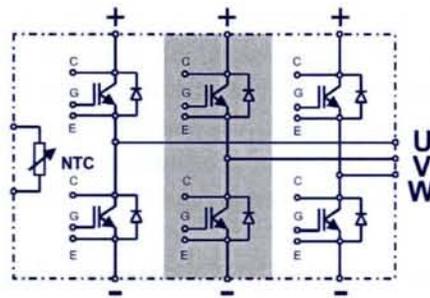


Fig.13: Schéma électrique du convertisseur de la figure 12(b) (onduleur triphasé)

La société Eupec commercialise depuis 2000 des convertisseurs de moyenne puissance avec une technologie NPT [MÜN-00]. La figure 12 présente deux de ces composants.

3.3 Ses avantages

Les avantages de ces structures comparées aux précédentes semblent évidents :

- réduction du volume, donc de la masse, notion très importante dans le domaine du transport terrestre comme aérien.
- densité de puissance accrue.
- réduction des coûts de fabrication due à un montage simplifié.
- diminution de l'impédance interne du convertisseur.
- possibilité d'une commande rapprochée (sur le module).

Néanmoins, du fait de la récente apparition de ces convertisseurs sur le marché, la grande inconnue dans ces structures est la résistance vis à vis des contraintes thermiques lors de leur fonctionnement pour la traction.

3.4 Ses applications

Même si l'on rencontre des convertisseurs intégrés dans des applications industrielles diverses et variées, dans l'état actuel de la technologie et dans le domaine des transports, les seules applications envisageables pour ces composants sont dans les domaines de la basse et moyenne puissance. Ils ne peuvent à l'heure actuelle être destinés qu'à la traction automobile ou éventuellement aux transports urbains (tramway, trolley bus ...) et suburbains (métro...) avec la possibilité pour ces derniers d'équiper un onduleur par moteur ou par essieu, ou à l'alimentation de systèmes auxiliaires comme les ventilateurs. Néanmoins une rapide évolution devrait permettre l'utilisation de ces composants vers des gammes plus élevées et mieux adaptées à la traction électrique.

4. Fiabilité et durée de vie

L'évolution de la technologie des composants et notamment l'apparition de nouvelles structures comme les modules hybrides, formés, comme on l'a précédemment vu, d'un nombre important de matériaux hétérogènes en couches (silicium, cuivre, brasure ...), d'une connectique filaire interne très dense et ajouté à une intégration de puissance toujours plus grande, poussent les constructeurs de composants à accroître la qualité, et donc la fiabilité de leur produit. Parallèlement à ces développements, les utilisateurs de ces composants (équipementiers automobile, sociétés de transport), soucieux de la qualité de leur produit final, se lancent également dans des études exploratoires afin d'estimer la fiabilité de leur système dans le cadre bien défini de leurs applications industrielles.

Dans cette partie, nous nous appliquerons à définir et présenter les contraintes de fonctionnement que subissent les composants de traction. Puis, par la suite, les diverses méthodes pour mener une étude de fiabilité et notamment pour estimer la durée de vie de composants électroniques seront abordées. En plus de ces méthodes, un éclairage particulier sur les essais de Power Cycling Test sera présenté, essais dans lesquels le Laboratoire des Technologie Nouvelles de l'INRETS est largement impliquée.

4.1 Contraintes de fonctionnement dans le domaine de la traction

4.1.1 La fatigue thermique

Dans le cadre de l'utilisation des composants pour la traction électrique, outre les aspects de vibration mécanique et de compatibilité électromagnétique qui peuvent survenir durant le fonctionnement, l'aspect physique le plus contraignant vis à vis de l'électronique et des matériaux présents dans les modules, reste les contraintes thermomécaniques. Ces contraintes, reproduites de façon cyclique tout au long de la vie du composant, entraînent des dégradations physiques. Pour définir cette dégradation résultante de ces contraintes répétitives, le terme de fatigue thermique est couramment employé dans la littérature spécialisée.

4.1.2 Origines et amplitudes des contraintes thermiques

Les contraintes thermiques que subissent les modules de traction ont deux origines. Elles sont dues aux variations de température générées par les sources internes au module ou par des sources externes. Dans le premier cas, ce sont les pertes Joules dues aux puces, durant le fonctionnement, qui génèrent cette température. Dans le deuxième cas, c'est l'environnement thermique externe au module comme le moteur thermique, ou tout simplement la température ambiante élevée, qui est en cause.

Pour ce qui est de l'amplitude de ces variations, elle peut avoir différentes origines, mais est en général liée à l'usage que l'on fait de ces composants ou à l'environnement. Nous citons quelques exemples ci dessous.

- loi de commande des convertisseurs statiques (MLI, pleine onde....)
- type de véhicule sur lequel les composants sont montés.
- profil de la ligne (topographie du terrain sur lequel circule le véhicule).
- trafic de la circulation lors du fonctionnement.
- mode de fonctionnement du véhicule (stop & go répétitifs, long trajet ...)
- climat.

Suivant ces causes, les contraintes sont différentes sur les composants. En effet, alors que les démarrages et arrêts répétitifs sont très nombreux (plusieurs millions de cycles) pour les véhicules urbains et suburbains, ils n'engendrent qu'une variation relativement faible de température de puce ($\Delta T_j \approx 40^\circ\text{C}$), tandis que dans le cas des cycles climatiques (quelque dizaines), ils produisent les plus grandes variations de température entre la période la plus froide de l'année à l'arrêt, et la plus chaude en fonctionnement intense, soit une variation d'environ 170°C . Les cycles saisonniers paraissent au premier abord plus contraignants pour les composants mais le sont en réalité nettement moins que les cycles inter stations au vu du nombre total de cycles.

La figure suivante illustre bien cette constatation en présentant le nombre de cycles de fonctionnement vis-à-vis de la variation de la température de puce pour différents types de véhicule et différents types de contraintes de fonctionnement.

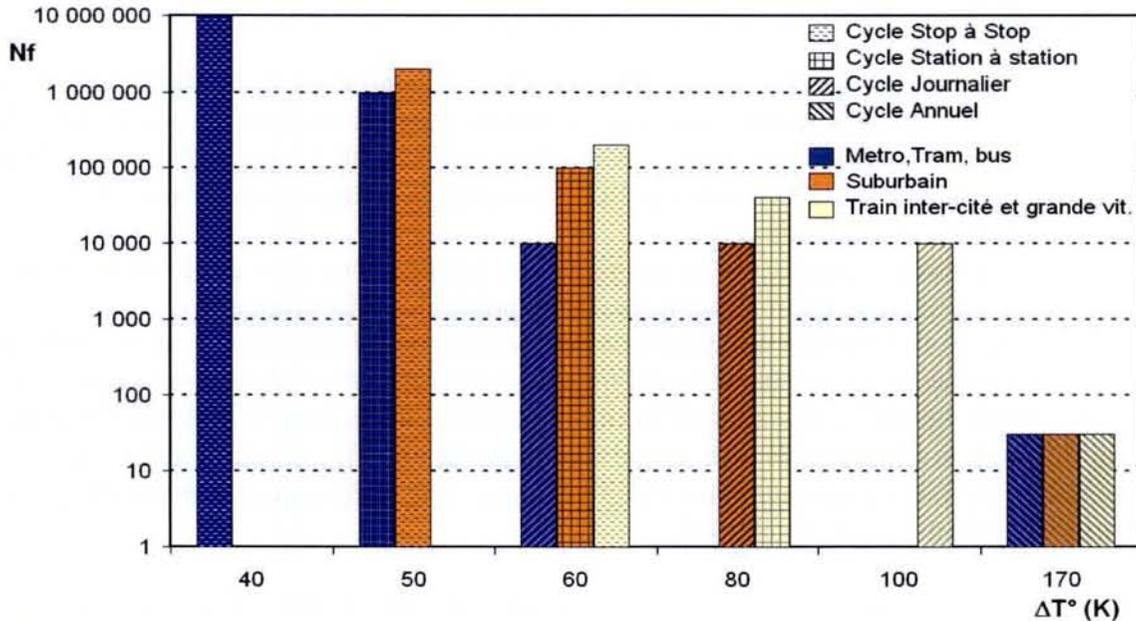


Fig.14: Nombre de cycle de fonctionnement vis-à-vis de la variation de température de puce pour différentes contraintes et différents véhicules

Il est important de noter que les conditions de fonctionnement des véhicules urbains, suburbains et ferroviaires sont beaucoup plus sévères que la plupart des applications industrielles. Un rappel des exigences de fonctionnement souhaitées est à préciser.

- pour le ferroviaire, il faut compter jusqu'à 100 000 heures de durée de vie sur 30 années, soit 5 à 10 millions de cycles thermiques de fonctionnement traction-freinage.
- pour l'automobile, seulement 7000 heures de durée de vie sur 12 années, mais avec un niveau de fiabilité très élevé, 500 000 à 1 million de cycles thermiques traction-freinage-arrêt.

4.1.3 Conséquences physiques des contraintes

4.1.3.1 Cas général - contraintes mécaniques

Dans ce paragraphe nous nous plaçons dans cas simple où l'évolution de la contrainte appliquée sur l'élément étudié est contrôlée.

Dans un cas général, tout matériau sollicité par des contraintes mécaniques subit des déformations dont les valeurs peuvent être quantifiées grâce aux propriétés physiques de ce matériau (module d'Young, coefficient de dilatation thermique...). Suivant l'amplitude des contraintes et le niveau de résistance de ces matériaux face à ces contraintes, les déformations peuvent être réversibles ou irréversibles.

Dans le cas où cette contrainte, notées σ , ne dépasse pas un certain seuil critique, défini par la limite élastique au-delà de laquelle on passe de l'état élastique à l'état plastique, les matériaux ne subissent aucune fatigue. Ces matériaux possèdent donc, dans le cadre de la mécanique, une durée de vie assimilée comme infinie.

Par contre, dans le cas où la contrainte dépasse cette limite, nous entrons dans le cadre d'une déformation plastique donnant lieu à un état irréversible. Dans ce cas, la fatigue et donc le vieillissement sont effectifs et conduisent inexorablement le matériau et donc le composant vers un mode de défaillance critique à plus ou moins long terme, suivant sa conception et son utilisation [RUB-96, WOI-92].

La figure 15, présente graphiquement les concepts de contraintes et de déformations qui peuvent survenir sur un matériau comme ceux utilisés dans les modules de puissance. Nous présentons un cas simple dans lequel un matériau est soumis à une contrainte cyclique, alternative, en dent de scie de période T (t_3-t_2), d'amplitude $\sigma_p + \sigma_l$ et dont la limite d'élasticité est atteinte après une amplitude σ_l .

Notons que la valeur négative de la contrainte est réalisée lors d'un effort de traction, si l'élément est soumis à un effort de compression au préalable, et inversement.

L'évolution de la déformation qui résulte de cette contrainte est signalée par un axe différent sur le même graphique. Les plages de déformations élastiques ϵ_l et plastiques ϵ_p surviennent successivement lors de l'application de la contrainte (de t_1 à t_2), jusqu'à la fin de l'amplitude $\sigma_p + \sigma_l$ et lors de la relaxation de cette même contrainte (de t_2 à t_3), jusqu'à sa valeur originale. Néanmoins, du fait du passage dans l'état plastique, une déformation irréversible (ϵ_i) est constatée à la fin du cycle, au temps t_3 .

Cet état est mis en évidence sur le graphique de droite grâce à un repère contrainte/déformation (σ/ϵ), représentant le comportement mécanique du matériau. La courbe d'hystérésis engendrée, également appelée effet Bauschinger, est représentative de l'énergie de déformation du matériau dans des conditions de plasticité [HIJ-93]. La partie linéaire, correspond à la zone élastique du matériau, définie par son module d'Young. Passée cette limite, nous entrons dans la zone plastique, définie par le taux d'érouissage.

Sur ce même graphique, nous pouvons clairement remarquer qu'à la fin du cycle, au temps t_3 , la courbe ne retrouve pas son point d'origine (temps t_1). Par conséquent, lors du cycle suivant, le point d'origine aura changé, produisant une translation, voire même un agrandissement, dans certain cas, de l'aire du cycle d'hystérésis. Néanmoins, cette dérive se stabilise après plusieurs cycles jusqu'à arriver à un niveau d'équilibre entre la contrainte et la déformation. Ce n'est qu'après avoir atteint un niveau d'énergie critique, dû à l'accumulation des cycles de fatigue, que l'apparition d'un mécanisme de défaillance, comme la fissuration, survient. Une fois arrivée dans cet état, l'élément voit sa dégradation s'accélérer et son cycle de fatigue dériver, le conduisant jusqu'à la défaillance définitive.

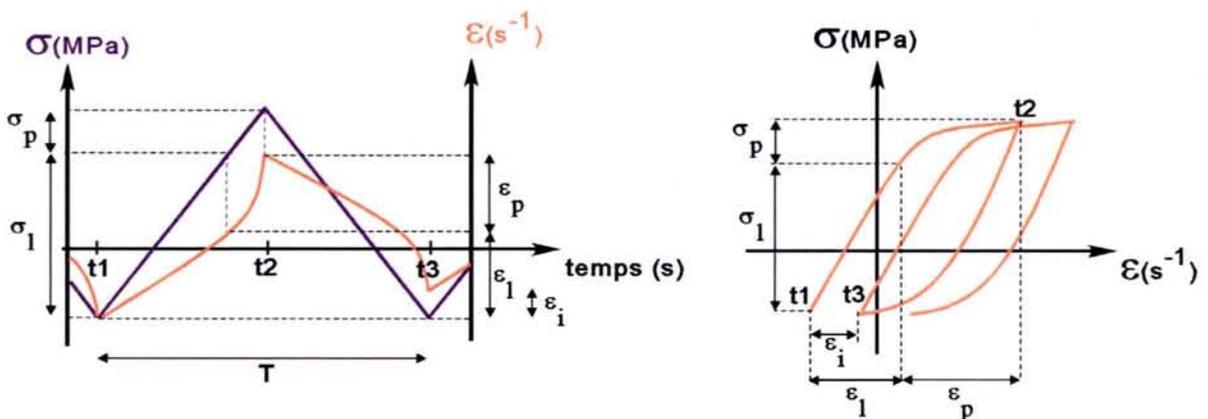


Fig.15: Courbes de contrainte/déformation dans le cas d'une contrainte cyclique

Les relations entre les contraintes et les déformations sont données par les expressions suivantes.

Dans le cas où nous nous situons dans la zone élastique, la relation linéaire est décrite par la loi de Hooke:

$$\sigma = E\varepsilon_e \quad (4.1)$$

où E est le module d'élasticité et ε_e est la valeur de déformation dans la zone élastique.

Si nous nous plaçons dans la zone plastique, la relation décrite par la loi de Ludwik s'écrit :

$$\sigma = C_1(\varepsilon_p)^{n_1} \quad (4.2)$$

où C_1 et ε_p sont des constantes propres à chaque matériau.

Si nous considérons l'amplitude totale de la déformation, nous pouvons écrire :

$$\varepsilon = \varepsilon_e + \varepsilon_p \quad (4.3)$$

Ainsi, d'après ces trois équations, nous pouvons tirer la loi de déformation qui régit les deux zones, plastique et élastique, du cycle d'hystérésis.

$$\boxed{\varepsilon = \frac{\sigma}{E} + \left(\frac{\sigma}{C_1}\right)^{\frac{1}{n_1}}} \quad (4.4)$$

4.1.3.2 Cas des modules de puissance – contraintes thermomécaniques

Dans le cas des composants électroniques, du fait de l'échauffement de ceux-ci, les contraintes et les déformations entrent en interactions et ne peuvent pas être découplées comme dans le cas d'un matériau soumis à des contraintes purement mécaniques. La température joue donc un rôle prépondérant puisqu'elle agit non seulement sur la déformation mais également sur la contrainte. Par rapport au cas précédent où la contrainte était contrôlée, dans le cas présent, l'énergie de déformation représentée par l'aire du cycle, va donc évoluer de manière plus complexe.

Pour les modules de puissances, où un nombre important de matériaux dissemblables du point de vue de leurs propriétés thermiques et mécaniques sont présents, les contraintes générées en fonctionnement affectent, de manière plus importante, certains matériaux. Prenons un cas d'étude typique, celui de la brasure. Sur la figure 16, nous représentons l'empilement des couches inférieures d'un module de puissance. De part les différences qui existent entre les coefficients de dilatation thermique des matériaux de l'empilement (CTE, voir figure 11), les couches soumises à des variations de température cycliques voient leur dilatation varier du cycliquement, puisque le rapport entre la température et la déformation peut être notée :

$$\varepsilon = \alpha \cdot \Delta T \cdot l_0 \quad (4.5)$$

où α est la valeur du coefficient de dilatation, ΔT est la variation de température et l_0 est la longueur du matériau à l'état initial.

Ainsi, les couches de céramique et de semelle cuivre, possédant un CTE différent et un volume important par rapport à la couche de brasure, produisent une dilatation différentielle qui induit, par conséquent, des contraintes mécaniques au niveau de l'assemblage et plus

particulièrement dans la brasure séparatrice. Nous pouvons donc affirmer que dans ce type d'assemblage, les contraintes thermiques cycliques entraînent des contraintes mécaniques.

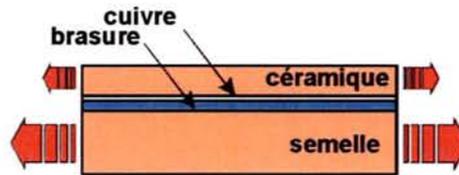


Fig.16: Déformation différentielle des couches de l'empilement induisant des contraintes au niveau de la brasure

Dans ce contexte, il paraît évident que la brasure subit d'importantes contraintes qui mèneront à sa dégradation. Pour étayer cette constatation, les termes de haute et basse températures intrinsèques des matériaux doivent être introduits [WOI-92, WOI-02].

Cette température intrinsèque définit le passage de l'état élastique à l'état plastique d'un matériau donné. Ainsi, dans les basses températures, la déformation est linéaire et fonction de la contrainte et nous pouvons donc la décrire avec l'équation (4.1).

Par contre, si nous passons en haute température, la déformation dépend non seulement de la contrainte mais également du temps (t) et de la température (T). La forme précédente devient donc:

$$\varepsilon = f(\sigma, t, T) \quad (4.6)$$

Cette température varie suivant les matériaux. Ainsi dans le cas des métaux, elle est comprise entre 0.3 et $0.4 \times T_f$ (température de fusion en K), pour les céramiques, elle est entre 0.4 et $0.5 \times T_f$, et pour les polymères, entre 0.5 et $0.6 \times T_f$.

Le tableau suivant présente différents cas rencontrés en électronique.

Matériaux	Température de fusion T_f (K)	Limite basse/haute température (°C)
Aluminium	933	100
Cuivre	1356	269
Brasure (SnPb)	458	-90
Alumine	2323	889

Tab.3: limite entre haute et basse température pour différents matériaux

Il apparaît ainsi clairement que dans le cas de la brasure, où la température limite est de -90°C , nous évoluons constamment dans la zone haute, voire même, très haute température du matériau.

Par conséquent ce matériau, fixé à la semelle en cuivre du composant d'un coté et à la céramique de l'autre, travaille constamment en zone plastique, d'où l'apparition au cours de la vie du module de phénomènes de délamination (microfissures). Ces dégradations entraînent une hausse significative de la résistance thermique entre la jonction et la semelle et par conséquent une augmentation de la température de jonction au cours du fonctionnement [LEF-02, BAT-97].

A cette propriété intrinsèque du matériau, nous pouvons également ajouter une autre information. Lors du processus de fabrication d'un module de puissance, les matériaux à fixer sont portés à la température d'eutexie de la brasure ($\approx 185^\circ\text{C}$). L'assemblage est ensuite

refroidi suivant un protocole établi pour atteindre la température ambiante. Cependant, avec les caractéristiques intrinsèques de ce matériau que nous avons détaillées précédemment, la brasure se trouve contrainte, même à température ambiante. Ainsi, lors du fonctionnement, avec l'augmentation de la température, la contrainte se trouve relâchée et non appliquée comme dans le cas d'autres matériaux.

4.2 Notion de fiabilité, définitions

L'étude de la fiabilité des composants pour la forte puissance a réellement débuté dans les années 80 avec le désir des industriels de répondre aux exigences des clients dans le domaine de la traction électrique. La fiabilité est une notion importante de qualité et fait partie des quatre critères exigés par les utilisateurs. [BAC-98, CIA-01, BIR-94].

<i>Fiabilité, $R(t)$:</i>	Probabilité, notée $R(t)$, qu'un produit remplisse la fonction pour laquelle il a été conçu dans des conditions de fonctionnement données pendant une période d'utilisation définie.
<i>Disponibilité:</i>	Probabilité qu'un produit remplisse sa fonction dans des conditions de fonctionnement données, à un moment défini.
<i>Maintenabilité:</i>	Probabilité qu'une maintenance préventive ou corrective (réparation) se fasse sur un produit pendant un intervalle de temps donné connaissant les procédures et les ressources allouées à cette opération.
<i>Sûreté :</i>	Capacité que possède un produit de ne pas blesser les personnes et de ne pas causer de dégâts matériels significatifs pendant son fonctionnement normal ou lors d'une défaillance.

4.2.1 La défaillance

A cette notion de fiabilité, la notion de défaillance est indissociable. C'est par cet état de fonctionnement, ou plutôt de non fonctionnement que l'on peut déterminer si un système est fiable ou non. Rappelons quelques définitions liées à la défaillance.

<i>Défaillance :</i>	Fin de la capacité d'un élément à accomplir la fonction qui lui est demandée.
<i>Mode de défaillance:</i>	Symptôme par lequel un défaut se manifeste (ouverture, court-circuit...)
<i>Critère de défaillance :</i>	Etat limite d'une grandeur physique qui définit le passage de la capacité d'un élément à accomplir une tâche, à la défaillance.
<i>Mécanisme de défaillance :</i>	Processus physique, électrique, mécanique ou autre qui mène au défaut (délamination, soulèvement des fils de bonding...).
<i>Cause du défaut :</i>	Technologie ou process qui mène au défaut.
<i>Fonction de</i>	

Décroissance, $v(t)$: fonction définissant le nombre de composants qui ne sont pas encore tombés en défaut au temps t .

n : nombre de composants identiques, indépendants, soumis aux mêmes contraintes depuis $t=0$, début des essais accélérés ou pas.

t_1, \dots, t_n : temps d'observations sans défaut des n composants.

Fonction de fiabilité $R(t)$: Fonction de fiabilité définissant la portion des composants toujours valides au temps t .

$$R(t) = \frac{v(t)}{n} \quad (4.6)$$

Fonction de Distribution, $F(t)$:

Fonction cumulée représentant la portion des composants en défaut au temps t .

$$F(t) = 1 - R(t) \quad \text{où} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} F(t) = 1 \quad (4.7)$$

Fonction densité, $f(t)$:

Fonction densité de probabilité qui décrit la probabilité qu'un élément fonctionnant à $t=0$ tombe en défaut dans un intervalle dt au temps t .

$$f(t) = \frac{dF(t)}{dt} \quad (4.8)$$

Taux de défaillance,

$\lambda(t)$:

Fonction de probabilité qu'un élément ait une défaillance à un temps t , sachant qu'il est considéré neuf à $t=0$.

$$\lambda(t) = \frac{f(t)}{1 - F(t)} = \frac{f(t)}{R(t)} \quad (4.9)$$

FIT :

Unité de mesure du taux de défaillance (Failure In Time). Nombre de défaut en heures cumulées de fonctionnement (1 FIT correspond à 1 défaut en 1 milliard d'heures cumulées de fonctionnement).

MTTF:

(Mean Time To Failure) temps de survie moyen estimé, durée de vie.

Remarques :

Pour les composants électroniques, les modes de défaillances peuvent être distincts. Il est, par conséquent, important de les différencier. A cet effet, deux termes sont à spécifier, celui de défaillance intrinsèque et de défaillance extrinsèque. Les défaillances intrinsèques sont associées aux composants et par conséquent sont de la responsabilité du fabricant. Elles sont, en général, liées au package, à l'assemblage des éléments internes, aux matériaux, au design...

Les défaillances extrinsèques sont, quant à elles, associées aux contraintes que subissent les composants et ont en général pour origine une mauvaise utilisation ou implémentation de ces derniers dans un système. Ainsi, les niveaux ou consignes imposés par le fabricant se trouvent dépassés sur le plan électrique, thermique ou chimique. La responsabilité incombe, par conséquent, à l'utilisateur de ces composants.

D'après A. Birolini [BIR-99], le pourcentage des défaillances intrinsèques et extrinsèques survenues sur une étude portant sur des composants électroniques de petite puissance, sont respectivement de 60% et 40%.

De ces deux modes de défaillances découlent les termes de fiabilité intrinsèque et extrinsèque, rencontrés dans la littérature spécialisée [JEN-95, CIA-01].

Ajoutons une autre remarque à ce paragraphe concernant la fonction de distribution de probabilité, notée $F(t)$. Différentes équations peuvent être employées en électronique, de la plus connue dans le domaine statistique, la loi exponentielle, à la plus appropriée à l'électronique, la loi de Weibull. La loi exponentielle a la particularité de donner un taux de défaillance constant, à la différence de la loi de Weibull.

$$\text{Loi exponentielle : } F(t) = 1 - e^{-\lambda t} \quad \text{Loi de Weibull : } F(t) = 1 - e^{-(t/\eta)^\beta}$$

Où λ est le taux de défaillance constant, η est un paramètre appelé pente de Weibull, β est un paramètre qui traduit le vieillissement ($\beta < 1$ défaut de jeunesse, $\beta = 1$ pas de vieillissement, $\beta > 1$, vieillissement).

Au cours de la vie d'un composant ou de tout autre matériel, on peut distinguer 3 phases distinctes suivant les défaillances apparues sur le composant. La figure 17 illustre cette constatation en présentant la courbe du taux de défaillance en fonction du temps pour un grand nombre de composants [BAC-98]. Cette courbe statistique s'établit d'après des bases de données tirées des relevés des défaillances, intrinsèques comme extrinsèques, survenues sur des composants.

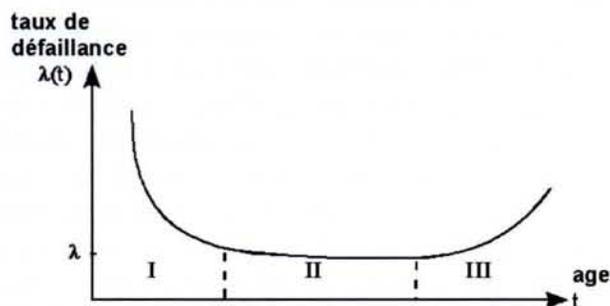


Fig.17: Courbe de défaillance en fonction du temps

- phase I, fonction décroissante dans le temps correspondante à des défauts de jeunesse principalement dus à des problèmes au niveau de la conception du produit.
- phase II, fonction quasiment constante du temps correspondant à la période dite de "vie utile". La fonction de distribution est de type exponentielle, ainsi $\lambda(t)$ est égale à une constante notée λ .
- phase III, fonction croissante dans le temps, correspondant à des phénomènes de dégradation (usure, fatigue...)

Dans le cas de l'étude de défaillances pouvant survenir sur des composants électroniques, la phase III semble être la plus propice à la détermination de la durée de vie.

4.2.2 Les modes de défaillance rencontrés sur les IGBT pour la traction

Comme le décrit Ciappa [CIA-01], pour les modules IGBT de forte puissance destinés à la traction, un grand nombre de modes de défaillance peut être répertorié. Néanmoins, les principaux sont décrits dans le tableau ci-dessous [HAM-98][BAS-02].

Mode de Défaillance	Vitesse d'apparition du mode	Mécanisme de défaillance	Localisation du phénomène	Indicateur de défaillance
Augmentation de la chute de tension à l'état passant	Brusque par paliers	Dégradation des connexions internes	Connexions internes de puissance	Vce
	Lente puis rapide	Soulèvement des fils de bonding sur la puce	Contacts des fils de bonding ou métallisation des puces	
Augmentation de la résistance thermique, augmentation de Tjmax	Lente	Délamination des brasures entre les interfaces	Brasures puces/céramique et céramique/semelle	Rthjc Tjmax
Apparition de fuites émetteur-grille	Soudaine	Rupture de l'oxyde de grille	Isolant SiO2	Iges
Apparition de fuites émetteur-collecteur sous Vces	Soudaine	Rupture de l'isolement au niveau des anneaux de garde	Bords des puces	Ices
Défaut de l'isolation collecteur/semelle	Soudaine	Rupture de l'isolement au niveau de la céramique	Isolant céramique	Visol
Décharges partielles	Soudaine	Rupture de l'isolement électrique	Bords de métallisation de cuivre	Visol

Tab.4: Les principales défaillances des modules IGBT de forte puissance

4.2.3 Les critères de défaillance sur les modules de puissances IGBT

Une défaillance qui survient sur un composant entraîne non seulement l'arrêt de fonctionnement de ce dernier, mais également l'arrêt de fonctionnement de la structure dans laquelle il est utilisé. Dans le cas d'un circuit auxiliaire (ventilateur, pompe...), le défaut peut être acceptable. On passe, dans ce cas, dans un mode de fonctionnement dégradé qui n'empêche pas, dans la plupart des cas, l'arrêt du système. Par contre dans le cas d'une chaîne de traction, où le composant est directement lié au fonctionnement du moteur électrique, l'apparition d'une défaillance est beaucoup plus critique, voire même dangereuse.

Pour palier à ces problèmes, des critères de défaillances sur de nombreux composants de puissances ont été décidés par des institutions comme le CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization) d'après les résultats de projets européens comme RAPSDRA (Reliability of advanced high power semiconductor devices for railway traction applications) [RAP-98], tableau 5.

Ces critères définissent un état limite acceptable pour le composant en fonctionnement. Au-delà de cette limite, l'utilisateur doit s'attendre à subir un défaut sur son système. Dans le cas des modules IGBT de puissances, des critères ont été établis sur les modes de défaillances répertoriés dans le tableau 4. Pour ausculter les grandeurs définissant ces critères, des mesures plus ou moins complexes peuvent être mises en place, néanmoins dans la plupart des cas, le recours à une maintenance prédictive et donc à l'utilisation d'une méthode de détermination de la durée de vie doit être instaurée.

Mode de Défaillance	Critère de défaillance	Méthode de contrôle
Augmentation de la chute de tension à l'état passant	> 5% de la valeur nominale	Contrôle électrique et thermique
Augmentation de la résistance thermique, augmentation de T_{jmax}	> 20 % de la valeur nominale	Contrôle électrique
Augmentation des fuites émetteur-grille	> 0.1 mA	Contrôle électrique (difficile car valeur faible)
Augmentation des fuites émetteur-collecteur sous V_{ces}		Contrôle électrique (difficile car valeur faible)
Défaut de l'isolation collecteur/semelle sous V_{isol}	qqles mA	Contrôle électrique (difficile car valeur faible)
Décharges partielles	<10pC	Contrôle électrique

Tab.5: Les critères de défaillances des modules IGBT de forte puissance

4.3 Détermination de la durée de vie, les différentes approches

Effectuer une étude de fiabilité sur un composant, ou sur un système plus complexe, comporte plusieurs aspects. Outre le fait de s'assurer qu'il remplisse les conditions de fonctionnement qui lui ont été demandées, le but premier est de déterminer sa durée de vie.

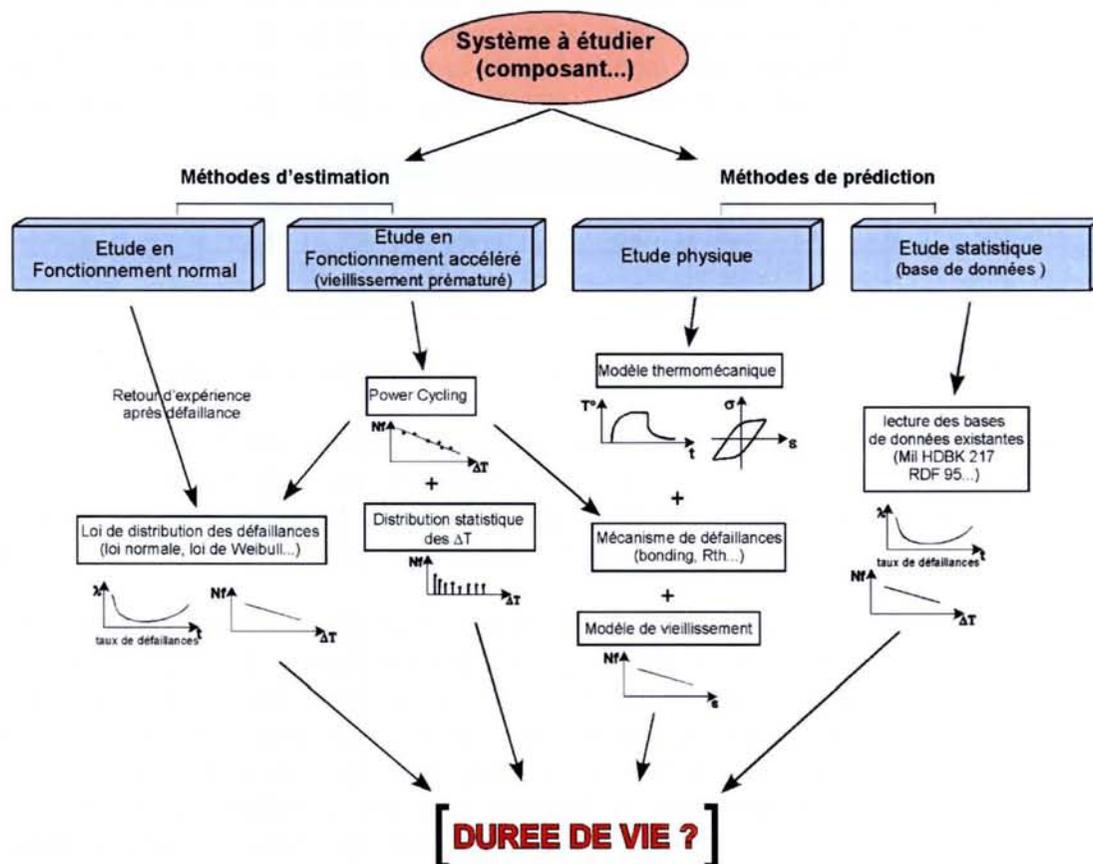


Fig.18: Schéma synoptique des différentes méthodes de détermination de la durée de vie

Dans le cas des composants électroniques, et notamment des modules de puissance, cette détermination n'est pas chose aisée. D'une part, parce que leur fonctionnement est complexe, et d'autre part, parce qu'ils font intervenir un grand nombre de matériaux dont les comportements thermiques et mécaniques de chacun diffèrent et varient au cours du temps. Il paraît donc évident que les modes de défaillances sont complexes, plus ou moins importants, et surviennent à divers moments au cours de leur vie.

Néanmoins, plusieurs méthodes de détermination peuvent être employées pour l'obtention de la durée de vie. La figure 18 recense et détaille succinctement ces différentes méthodes sous la forme d'un schéma synoptique. Quatre méthodes d'analyses, représentées par les branches verticales peuvent être employées, indépendamment ou conjointement. Ces quatre déterminations de la durée de vie sont regroupées en deux méthodes distinctes; méthode de prédiction, basée sur le calcul, et d'estimation, basée sur l'expérimentation.

4.3.1 Les méthodes de prédiction

Ces méthodes, basées sur l'analyse statistique et l'analyse physique, diffèrent par leur approche du problème. Alors que la première est basée sur l'analyse de bases de données issues de nombreuses campagnes d'essais, la deuxième propose l'étude du comportement thermomécanique du composant. Le terme de prédiction est employé dans ce cas, puisque qu'aucune expérimentation n'est effectuée pour obtenir les résultats requis.

4.3.1.1 Etude statistique

Cette méthode d'étude, très répandue pour la détermination de la durée de vie dans le domaine de l'électronique basse puissance, s'appuie sur des bases de données recueillies par des industriels, des fabricants, des laboratoires et organismes, comme le Centre National d'Etude en Télécommunications (CNET) ou l'U.S. Army. Citons parmi ces recueils, les plus connus.

Nom du recueil	Organisme
Rdf 95	France Telecom – CNET
UE C 80810 (2000)	France Telecom – CNET
MIL-HDBK-217	DoD, U.S. Army
HRD	British Telecom

Tab.6: Principales bases de données pour l'étude statistique de la durée de vie

Dans ces bases de données, est répertorié un très grand nombre de composants, actifs comme passifs, avec non seulement leur taux de défaillance mais également bien d'autres informations sur les paramètres intrinsèques des composants. Ils permettront aux spécialistes comme aux novices de prédire de façon rapide la fiabilité et la durée de vie de leur système.

Cependant de nombreux inconvénients sont à noter. En plus d'être fastidieux, ces calculs, de tendance souvent pessimiste, ne s'appliquent qu'à des composants de technologie obsolète puisque ces bases de données ont été recueillies lors d'anciennes études. Ils ne conviennent donc pas aux composants de technologie récente. Enfin le plus grand inconvénient tient du fait que cette méthode ne peut s'appliquer aux composants de forte puissance, puisque leur nombre est trop peu nombreux dans ce domaine pour être compilable dans une base de données fiable. En effet, alors que les petits composants se trouvent aisément dans tout appareil contenant de l'électronique, les composants de plus fortes puissances se dénombrent en moins grandes quantités.

4.3.1.2 Etude physique

Cette étude, s'applique pour tous les types de composants, faible comme forte puissance, ce qui en fait son premier avantage. La démarche s'avère toutefois longue et minutieuse. En effet, elle nécessite une connaissance parfaite des matériaux du composant, de leur assemblage et des contraintes thermiques que ces derniers peuvent subir. De plus, les informations concernant l'apparition des défaillances ainsi que leur mécanisme, doivent être connues par avance. A cette fin, le recours à des essais de vieillissement accéléré, durant lesquels le composant subit des contraintes thermiques cycliques jusqu'au défaut irréversible entraînant la casse, peuvent s'avérer d'une grande utilité. Ces informations serviront par la suite à valider les résultats de calcul obtenus.

Dans un cas général, l'étude physique peut être détaillée en trois étapes avec l'utilisation de trois modèles, un modèle thermique, un modèle thermomécanique et un modèle d'étude de la fatigue. La figure 19 illustre, de façon schématique, ces trois étapes nécessaires pour aboutir à la durée de vie d'un composant électronique.

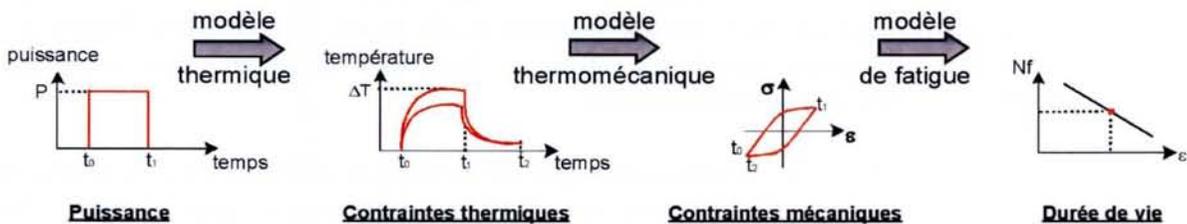


Fig.19: Les différentes étapes d'une étude physique

La détermination de la température des couches du composant, à partir de la puissance électrique appliquée, peut être aisément déterminée à l'aide d'un modèle thermique plus ou moins complexe selon le degré de précision que l'on souhaite et la rapidité d'obtention des résultats. Dans les deux cas, la modélisation du refroidisseur reste problématique car très difficile à modéliser et le recours à un modèle simplifié de ce dernier est souvent utilisé.

Lors du fonctionnement des modules de puissance, ce sont principalement les températures au niveau de la puce et de la brasure qui sont recherchées. Dans le cas de la puce, cette information est nécessaire afin d'estimer les limites de la zone d'évolution thermique de celle-ci. Pour la brasure, cette information est primordiale pour l'estimation des contraintes qui régissent le comportement thermomécanique du composant, voir paragraphe 4.1.3.

La détermination des contraintes, nécessite l'utilisation d'un outil mathématique plus complet que le précédent. En effet, non seulement la détermination des températures est nécessaire, mais également l'estimation des contraintes mécaniques sur les différentes couches de l'empilement. Pour ces raisons, il est primordial d'avoir une parfaite connaissance des paramètres physiques des matériaux qui composent le module. Les fabricants de modules ne communiquant qu'avec parcimonie ces informations, les valeurs doivent être approximées.

La modélisation réalisée, il est possible d'estimer ces contraintes, et de tracer la courbe contraintes/déformations (σ/ϵ) nécessaire à la poursuite de l'étude.

Comparée aux autres modèles mathématiques utilisés précédemment, la détermination de la durée de vie, est basée, en grande partie, sur des lois empiriques donnant la durée de vie, en nombre de cycles (Nf), en fonction des contraintes ou des déformations appliquées [RUB-96].

Dans le cas des températures dites faibles, c'est-à-dire pour les déformations de faible amplitude et par conséquent dans la zone élastique, Basquin [BAS-10] définit la durée de vie avec l'équation suivante :

$$N_f = A_1 \sigma^{-a_1} \quad (4.10)$$

où A_1 et a_1 sont des constantes positives dépendantes du matériau et σ est l'amplitude des contraintes alternatives.

Dans le cas de la déformation plastique, l'équation définie par Coffin et Manson [COF54, MAN-52] décrit de façon plus réaliste cette durée de vie.

$$N_f = A_2 (\varepsilon_p)^{-a_2} \quad (4.11)$$

où ε_p est l'amplitude des déformations plastiques, c'est-à-dire la largeur du cycle d'hystérésis, et A_2 et a_2 sont des constantes dépendantes du matériaux. Nous pouvons remarquer que d'après l'équation de Ludwik (4.2), les expressions (4.10) et (4.11) sont liées. Néanmoins pour obtenir les différentes constantes utilisées dans ces équations, des essais de vieillissement accéléré peuvent être nécessaires.

Si l'on désire relier les équations de Basquin et de Coffin-Manson et obtenir ainsi la courbe de durée de vie sur toute la plage des déformations, élastiques comme plastiques, il nous suffit, d'après (4.11) et en introduisant (4.2) dans (4.10) d'extraire l'expression des déformations plastiques et élastiques, puis à l'image de (4.3), nous obtenons l'expression suivante :

$$\boxed{\varepsilon = A_3 N_f^{-1/a_1} + A_4 N_f^{-1/a_2}} \quad (4.12)$$

avec $A_3 = \frac{A_1^{1/a_1}}{E}$ $A_4 = A_2^{1/a_2}$

dans laquelle, a_1 , a_2 et E sont des paramètres constants.

Cette équation correspond donc à toute la plage des déformations et peut être représentée par la figure 20 [RUB-96].

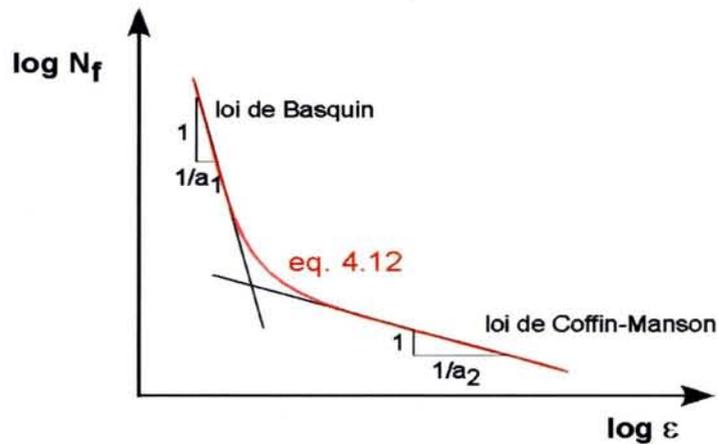


Fig.20: Courbes de prédiction de la durée de vie

Durant ces travaux, Manson a pu déterminer les constantes a_1 et a_2 , identiques pour bon nombre de matériaux, et a donc établi cette nouvelle loi sous la forme suivante [MAN-65].

$$2\varepsilon = \frac{3.5\sigma_u}{E} N_f^{-0.12} + \delta^{0.6} N_f^{-0.6} \quad (4.13)$$

avec σ_u qui est la force de tension limite avant rupture d'un matériau et δ qui est sa ductilité.

Ainsi à un niveau de déformation considéré, la durée de vie du composant pourra être prédite pour un mode de défaillance bien défini et à condition de posséder les infos nécessaires sur les matériaux utilisés.

Dans le cadre des composants de puissance et notamment des modules, dans lesquels les contraintes thermiques générées sont importantes, nous avons pu voir, et l'exemple de la brasure est flagrant, que la zone dans laquelle nous évoluons est constamment celle des déformations plastiques. Par conséquent, dans bien des graphiques utilisés dans la littérature, seule l'équation correspondant à loi de Coffin-Manson est utilisée.

4.3.2 Les méthodes d'estimation

Ces méthodes, à la différence des méthodes de prédiction, nécessitent des résultats d'essais expérimentaux réalisés sur les composants dont nous désirons estimer la durée de vie. Dans le cas du fonctionnement normal, les données nécessaires sont tirées des composants en fonctionnement au moyen d'expertise après défaut. Dans le cas du fonctionnement accéléré, les composants étudiés sont placés dans des conditions de contraintes cycliques jusqu'à l'apparition d'une défaillance.

4.3.2.1 Etude après un fonctionnement normal

Cette étude consiste à collecter et expertiser les composants défaillants sur l'ensemble d'une population d'unités lors de leur fonctionnement en mode normal.

Ces données de retour d'expérience nous permettent de déterminer, suivant des lois de distributions statistiques d'apparitions des défaillances (Weibull, binomiale...), un nombre maximal de cycles de fonctionnement pouvant être appliqué à contrainte thermique donnée avant l'apparition de la défaillance considérée. Ainsi, il nous est possible de tracer pour chaque mode de défaillance un graphique représentant le nombre de cycles, avant défaillance, en fonction du niveau de contrainte appliqué ($N_f=f(\sigma)$), où la contrainte σ est assimilée à une variation de température (ΔT). Il apparaît évident que cette estimation sera d'autant plus précise que la population de composant sera importante.

Même si cette méthode se montre très précise et permet la création d'une base de données sur le taux de défaillance des composants, l'inconvénient majeur apparaît clairement avec le fait que cette estimation n'est pas prédictive puisqu'elle intervient après l'apparition d'un défaut critique. Par conséquent, le temps entre le début du fonctionnement et les résultats d'analyse s'avère être, dans certain cas, très long (plusieurs dizaines de milliers d'heures).

Cette méthode est évidemment applicable dans le cas de modules de forte puissance. Mais devant le prix élevé de ces composants, leur évolution rapide, leur quantité restreinte en comparaison avec d'autres domaines utilisant des composants de faible puissance (télécommunications...), elle est peu répandue chez les utilisateurs.

4.3.2.2 Etude après un fonctionnement accéléré

Afin de réduire le temps d'obtention des résultats, il est possible de vieillir prématurément les composants jusqu'à l'apparition d'une défaillance connue et définie d'après des critères bien précis. En réalité, seulement certaines parties du composant sont soumises à ce vieillissement prématuré. Dans le cas des modules de puissances, où les matériaux sont disposés en couches, les zones sensibles sont les brasures, les puces silicium et les fils de bonding à la surface de celles-ci. Pour activer ce vieillissement, nous appliquons des contraintes thermiques sur ces zones en chauffant puis refroidissant le composant un très grand nombre de fois.

Deux méthodes peuvent être employées pour activer le vieillissement. Soit nous reproduisons des sources de chaleur externes au composant, et dans ce cas nous parlons de cyclage passif ou *Thermal Cycling*, soit nous reproduisons les sources internes, et c'est le terme de cyclage actif ou *Power Cycling* (PCT) qui est employé [COQ-96, COV-99].

Bien entendu, ces deux types de cyclage thermique, ne fatiguent pas les mêmes zones d'un module de puissance.

En effet, Ces deux méthodes se différencient par la sélection de la zone fatiguée, mais également par la génération du flux de chaleur qui circule dans le composant. Le cyclage passif consiste à élever la température du composant grâce à l'utilisation d'éléments chauffants auxiliaires et externes au module (four, plaque chauffante...). Avec cette méthode de cyclage, le profil de température ainsi que la vitesse de variation sont clairement établis et permettent l'utilisation d'un système automatisé simple (régulateur de température). Dans cette configuration de cyclage, avec l'homogénéité des températures internes, les gradients thermiques sont inexistantes et ce sont principalement le packaging et les brasures qui subissent les contraintes, puisqu'il n'y a aucune densité de puissance dans les puces.

Pour le cyclage actif, cette fois la source de chaleur est interne au composant, puisqu'elle est produite par la circulation d'un courant. Une apparition de gradients de température est donc constatée et la fatigue due au cyclage thermique est différente.

Le Power Cycling Test

Comme dans le cas du cyclage passif, nous appliquons des contraintes thermiques au composant en le chauffant puis le refroidissant. Néanmoins la similitude avec le thermal cycling s'arrête là. En effet, dans le power cycling, nous appliquons, de façon répétitive, 3 phases thermiquement distinctes sur le composant jusqu'à son vieillissement prématuré et l'apparition d'un mode de défaillance. Pour les modules de puissance, les facteurs d'activation de la vieillesse sont clairement identifiés. Il s'agit du niveau de puissance appliquée sur les composants, donc de l'amplitude de la variation de température des puces, du temps de maintien de cette puissance, et de la température maximale atteinte. Ainsi, le vieillissement prématuré est généré grâce à l'application et surtout la répétition de ces contraintes sur les composants jusqu'à l'apparition d'une défaillance, ou plutôt jusqu'à ce que l'on atteigne un critère de défaillance.

Pour appliquer ces cycles, nous disposons à l'INRETS de bancs d'essais dédiés à des cyclages actifs sur des modules IGBT de forte puissance. Ils sont constitués d'une alimentation de puissance, d'un circuit d'eau, d'un circuit de commande qui gère l'application des cycles et d'un système d'acquisition des mesures électriques et thermiques. Chaque banc permet le cyclage de trois composants, dont chacun est successivement placé dans chaque phase du cycle. Un schéma de principe ainsi qu'une photo du banc sont présentés en annexe 1. Pour de plus amples informations concernant le fonctionnement, le mémoire d'Hamidi [HAM-98] peut être consulté.

Durant la phase de chauffage, le composant voit un courant continu de forte amplitude (plusieurs centaines d'ampères) circuler dans ses puces IGBT ou diode, suivant le cas, générant, par conséquent, des pertes Joules dans la jonction silicium. Afin de découpler les problèmes électroniques qui pourraient survenir lors de la commutation des IGBT et les problèmes purement thermomécaniques dus au cyclage, les grilles de ces derniers sont toutes commandées et laissées à +15V. Par conséquent, il revient au banc le soin d'orienter le courant dans le bon composant et les bonnes puces. Dans le cas de composants de forte puissance, ces bancs basse tension (<6V) peuvent délivrer plus de 1200A dans chaque composant.

Durant la phase de refroidissement, le composant, préalablement fixé sur un refroidisseur, voit sa température baisser grâce à la circulation de fluide et au pouvoir convectif de ce dernier, ajusté par le débit. Bien évidemment, pour ne pas créer de pertes Joules dans le module, aucun courant ne circule dans les puces, même si celles-ci restent constamment commandées.

Durant la troisième phase, celle du repos du composant, ni le courant ni l'eau ne circulent dans le montage. Les températures se stabilisent donc avant la prochaine phase de conduction.

La durée de ces trois phases, égales en temps, est très importante puisque elle nous permet de sélectionner la zone à vieillir du composant. En effet, alors que les temps courts (<1s) sollicitent les couches supérieures de l'IGBT, c'est-à-dire jusqu'à la céramique, les temps longs ($10 < t < 60s$) favorisent l'étalement du flux de chaleur dans tout le composant du fait des constantes de temps plus grande des couches inférieures (semelle, refroidisseur...) en comparaison avec la puce. Par conséquent, toutes les couches et toute la superficie voient une augmentation de leur température.

La figure 21 illustre les phases du cyclage réalisées sur un composant IGBT 200A-600V en présentant quelques grandeurs mesurées pendant celles-ci.

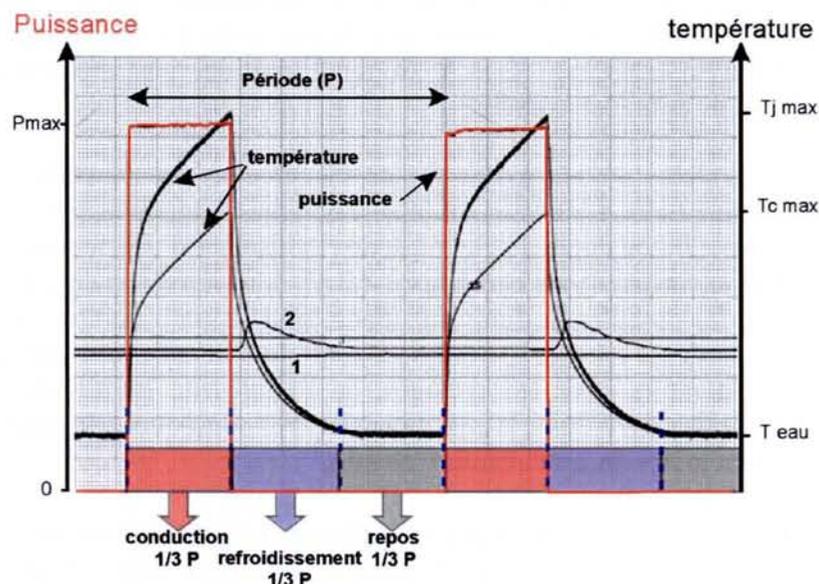


Fig.21: Courbes représentatives du cyclage thermique

Sur cet essai, le niveau de courant appliqué est d'environ 100A, correspondant à une puissance approximative de 170W. La durée des phases est de 25s et les variations de

températures sont de $\Delta T_j = 80^\circ\text{C}$, avec un maximum de $T_{j_{\max}} = 110^\circ\text{C}$ pour les puces et de $\Delta T_c = 55^\circ\text{C}$ pour la semelle à la verticale de la puce.

Les courbes numérotées 1 et 2 représentent respectivement, et sur une échelle différente, les températures d'entrée d'eau ($\approx 15^\circ\text{C}$) et de sortie d'eau du refroidisseur. Nous pouvons d'ailleurs remarquer, que lors du début de la phase du refroidissement, la sonde thermique, placée dans le circuit d'eau, voit une augmentation de la température due à l'évacuation de l'énergie calorifique générée dans le composant durant la phase de conduction.

Suivant les contraintes désirées au lancement des essais, il peut s'avérer nécessaire de régler et d'ajuster certains paramètres du cyclage. Ainsi, différentes méthodes peuvent être mises en place. Nous pouvons soit agir sur la durée de phase, tout en restant dans une zone établie, soit agir sur le niveau de puissance, mais également sur le débit ou sur la température d'entrée d'eau. Bien entendu, tous les composants n'ayant pas le même comportement thermique, un compromis est à définir pour chaque type de cyclage envisagé.

Exploitation des résultats

Une fois le power cycling test lancé, nous procédons, tout au long de l'essai, à des relevés périodiques des grandeurs électriques et thermiques susceptibles de varier. Ainsi durant de nombreuses semaines, voire de nombreux mois, alors que le composant accumule les contraintes en permanence (24h/24h), la résistance thermique (jonction/semelle), la chute de tension, ainsi que bon nombre d'autres grandeurs sont relevées sur les composants sous test. Ces mesures nous permettent de suivre l'évolution et la dégradation du composant. Ainsi, son comportement et par conséquent son vieillissement sont surveillés [COQ-96, HAR-95, BER-98].

Lorsque l'on atteint un critère de défaillance, voir tableau 5, le nombre de cycles effectués, ainsi que le mode de défaillance sont répertoriés sur un graphique représentatif de la durée de vie à contrainte donnée. Toutefois, le cyclage est maintenu jusqu'à l'apparition d'une défaillance irréversible, comme la détérioration de la couche isolante entre la grille et l'émetteur (oxyde de grille). Cette ultime défaillance nous renseigne sur les problèmes pouvant subvenir sur le composant dans le cas où l'arrêt du fonctionnement ne serait pas effectif dès le critère de défaillance atteint.

Une fois tous les modules arrivés à leur fin de vie, il nous est possible de renseigner le graphique précédemment cité. Evidemment, plus le nombre de modules cyclés sera important, meilleure sera l'estimation de durée de vie, puisque l'utilisation d'une fonction de distribution statistique peut être envisagée (voir paragraphe 4.2.1). Malheureusement, dans notre cas, et dans le cas général des modules de forte puissance, seul un petit nombre de modules de la même famille est soumis au cyclage thermique à contrainte donnée. Cet état de fait est dû au peu de modules disponibles pour les cyclages, de l'imposante infrastructure, de la durée importante de ces essais, sans oublier le coût financier. Par conséquent, la durée de vie ne peut être qu'estimée et non déterminée de manière précise.

Ces essais de power cycling test sont réalisés à différents niveaux de contrainte thermique sur les modules d'une même gamme et d'un même fabricant. Ainsi, plus la plage des contraintes sera importante et plus nous pourrions compléter le graphique $N_f = f(\Delta T)$.

Ce graphique, dérivé de celui de la figure 20 représentant le nombre de cycle en fonction de la déformation, est représentatif du nombre de cycles avant défaillance, accomplis par les composants pour différents niveaux de contraintes thermiques et pour un mode de défaillance bien défini. Ainsi dans nos campagnes de mesures, où seul trois modules à la fois sont soumis

à ses tests de cyclages, il est nécessaire de multiplier ces power cycling afin d'obtenir différents niveaux de contraintes pour un même mode de défaillance.

Modèles de Vieillessement

Une fois tous les points expérimentaux placés sur le graphique, il est possible d'obtenir, d'après des modèles de vieillissement empiriques, la courbe $N_f=f(\Delta T)$ donnant la durée de vie pour toute la plage de contraintes thermiques. Néanmoins, il est important de garder à l'esprit que chaque mode de défaillance possèdera sa propre courbe d'estimation de durée de vie, en aucun cas ses coefficients d'obtention ne pourront s'appliquer à l'ensemble des défaillances.

Même s'il existe plusieurs modèles de vieillissement, comme celui de Nachlas, celui décrit par Held [HEL-97], faisant intervenir la température moyenne de la puce lors d'un cycle, ou certains modèles mixtes [HAM-98], possédant chacun leur degré de complexité et leur domaine d'application, les deux modèles les plus utilisés en électronique de puissance seront présentés dans ce chapitre. Il s'agit du modèle de Coffin-Manson et celui d'Arrhenius.

- Le modèle de Coffin-Manson fait référence à l'expression (4.11) décrite dans le paragraphe 4.3.1.2, à laquelle nous ajoutons la composante thermique tirée de l'équation (4.5). Ainsi cette expression devient.

$$N_f = \frac{A}{(\alpha l_0)^a} \Delta T^{-a}$$

où A et a sont des constantes dépendantes du matériau, α est la valeur du coefficient de dilatation, ΔT est la variation de température et l_0 est la longueur du matériau à l'état initial. Nous pouvons ainsi réduire cette équation à sa forme la plus simple, et obtenir ainsi l'expression de Coffin-Manson sous sa forme la plus connue.

$$\boxed{N_f = B \Delta T^{-a}} \tag{4.14}$$

dans le cas de l'aluminium, par exemple, la valeur de a est proche de -2.

Ainsi, il nous est possible d'extrapoler et d'estimer les durées de vie d'après des résultats de power cycling réalisés sur une gamme de composant.

- Le modèle d'Arrhenius est une loi tirée de la caractéristique établie par le chimiste suédois du même nom à la fin du XIX siècle et qui définit le taux de réaction en fonction de la température pour des mélanges chimiques. Elle a été dérivée vers les problèmes de thermique en électronique et correspond relativement bien aux caractéristiques physiques des composants [JEN-95]. Elle s'exprime ainsi dans sa forme de base.

$$r = A e^{\frac{-E_A}{kT}} \tag{4.15}$$

où r est le taux de réaction, A une constante propre au matériau, E_A est l'énergie d'activation qui peut être considérée comme une énergie limite pour qu'une particule change d'état, k la constante de Boltzmann ($8,617 \cdot 10^{-5} \text{ eV} \cdot \text{K}^{-1}$) et T la température absolue.

Le but de l'utilisation de ce modèle est d'estimer la durée de vie N_{f1} d'un composant soumis à une contrainte T_1 connaissant sa durée de vie N_{f2} à une contrainte T_2 . Il est bien entendu que les deux contraintes doivent produire le même mode de défaillance. Nous pouvons résumer cette phrase par cette expression.

$$N_{f1} = F . N_{f2} \quad (4.16)$$

F est appelé le facteur d'accélération.

Il peut être démontré, de façon raisonnable et en appliquant certaines hypothèses, que la durée de vie est inversement proportionnelle au taux de réaction défini précédemment. Ainsi, pouvons nous écrire la relation suivante

$$N_f = \frac{d}{r} \quad (4.17)$$

dans laquelle d est une constante identique pour chaque composant et chaque mode de défaillance.

Par conséquent nous obtenons la formulation générale d'Arrhenius:

$$N_f = B e^{\frac{E_A}{kT}} \quad (4.18)$$

Soit pour les deux durées de vie définies dans (4.16) et d'après (4.17)

$$N_{f1} = \frac{d}{r_1} \quad \text{et} \quad N_{f2} = \frac{d}{r_2}$$

$$\text{soit : } N_{f1} = B e^{\frac{E_A}{kT_1}} \quad \text{et} \quad N_{f2} = B e^{\frac{E_A}{kT_2}}$$

Ainsi

$$F = \frac{r_2}{r_1} = \frac{N_{f1}}{N_{f2}}$$

d'où l'expression finale du facteur d'accélération :

$$F = e^{\frac{E_A}{k} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right)} \quad (4.19)$$

L'énergie d'activation E_A peut être déterminée d'après les résultats d'essais pour deux durées de vie N_{f1} et N_{f2} à deux niveaux de température différents T_1 et T_2 .

Nous pouvons ainsi la déterminer avec l'expression suivante :

$$E_A = k . \ln \left(N_{f1} / N_{f2} \right) / \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \quad (4.20)$$

La représentation d'Arrhenius est tracée sur le graphique de la figure 22 où sont représentées les courbes limites de fatigue, donc de fiabilité, données par une fonction de distribution. Dans le cas présent, la fonction de Weibull a été choisie puisque son utilisation est très répandue dans le domaine des composants électroniques. Cette distribution ne peut s'appliquer, bien évidemment que dans le cas où le nombre de composants cyclés est suffisamment important pour pouvoir mener une étude statistique sur les résultats obtenus. C'est d'après ces résultats d'essais que seront déterminés les paramètres nécessaires à l'établissement des modèles de Coffin-Manson avec les paramètres B et a et de celui d'Arrhenius avec les paramètres B et E_A .

Remarque :

Il est important de signaler que cette méthode s'applique très bien dans le cas où les contraintes thermiques appliquées sur le composant sont identiques au cours de la vie du composant. Dans le cas de la traction électrique, de par le fonctionnement aléatoire qu'est amené à subir le véhicule automobile ou ferroviaire au cours de sa vie, les contraintes thermiques au sein du composant sont très variées, non seulement en amplitude, mais également en durée d'applications. Il devient ainsi nécessaire d'effectuer sur un profil de mission représentatif un relevé des températures des éléments sensibles des composants afin d'estimer les contraintes thermiques générées en fonctionnement normal.

Une distribution statistique de ces températures sera ensuite réalisée dans le but de connaître le nombre de variations de température que peut endurer le composant tout au long de sa vie. Cette étude réalisée sur un véhicule automobile fait l'objet du deuxième chapitre de ce mémoire.

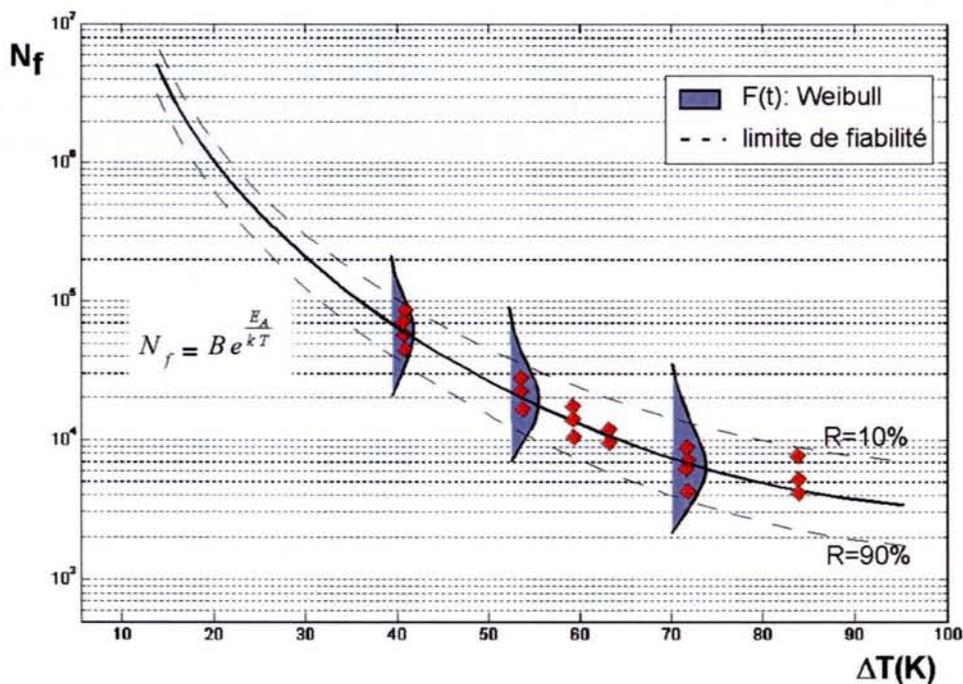


Fig.22: Courbes de résultat d'essais de power cycling test établi d'après le modèle d'Arrhenius et avec une fonction de distribution de Weibull

Conclusion

Le but de ce premier chapitre était de poser les bases théoriques nécessaires à la compréhension et à la résolution de la problématique posée. Ainsi, dans un paragraphe nous avons fait un rapide état de l'art des différents composants utilisés dans le domaine de la traction électrique, depuis les débuts de l'électronique de puissance jusqu'à l'apparition du transistor IGBT, très largement utilisé dans les systèmes actuels.

Nous avons également mis l'accent sur le fait que grâce à ses qualités techniques et à un bon compromis: fréquence de commutation, faible chute de tension à l'état passant et grande robustesse notamment au court-circuit, il apparaît aujourd'hui comme le composant phare en électronique de puissance surtout dans le domaine qui nous intéresse, la traction électrique. Différentes structures physiques ont été présentées, punch through, non-punch through, avec différents boîtiers, moulés ou press-pack, chaque solution possédant ses avantages et inconvénients.

Dans un paragraphe, nous avons présenté ses principales d'applications dans le domaine de la traction terrestre à savoir le ferroviaire et l'automobile. Puis nous avons détaillé les innovations technologiques importantes (semelle AlSiC, puce haute température, trench gate) qui pourraient amener les modules de puissance à progresser de façon significative dans le domaine de la fiabilité et de l'intégration des composants IGBT pour la haute puissance.

Dans une partie dédiée au convertisseur intégré, nous avons proposé un état actuel de la technologie de ce composant, mettant en avant son degré d'intégration important comparé aux modules classiques.

Enfin, dans une dernière partie, les notions de fiabilité et de durée de vie ont été abordées. Une présentation des différentes méthodes de détermination de la durée de vie avec un éclairage particulier sur le power cycling a été présentée dans la perspective de son utilisation dans le prochain chapitre.

Chapitre II – Estimation de la durée de vie de modules IGBT pour un véhicule automobile hybride

Introduction

La fiabilité des composants électroniques destinés à la traction automobile est un point sensible du développement et donc de l'essor technologique des véhicules électriques. Du fait de leur mode de fonctionnement et de leur environnement, ces composants subissent des contraintes plus importantes que dans les applications industrielles conventionnelles. Il est donc important de connaître ces contraintes si l'on désire estimer leur durée de vie et ainsi fiabiliser le système dans son intégralité.

Dans ce chapitre, nous allons étudier un cas concret d'estimation de durée de vie de composants IGBT destinés à la traction d'un véhicule automobile, tout ou partiellement électrique. Cette étude, réalisée dans le cadre d'un projet industriel avec la société Renault, porte sur le véhicule Kangoo décliné en version électrique et plus particulièrement sur les composants IGBT qui composent l'onduleur destiné à l'alimentation en énergie du moteur. Elle est réalisée en amont de la commercialisation du véhicule, et tente de lever les doutes quant au choix des composants sélectionnés par le constructeur pour son application. Seul l'aspect thermique, et notamment le problème de cyclage thermique appliqué aux composants, sera abordé dans ce chapitre. Nous laisserons de côté les autres sources de défaillances, telles que les sources mécaniques, logicielles etc.

Confidentialité

En raison du caractère sensible que pourraient avoir certains résultats de cette étude et dans le respect d'un accord de confidentialité conclu entre la société Renault et le Laboratoire des Technologies Nouvelles, certaines données concernant les modules de puissance, leurs performances, l'architecture interne de l'onduleur etc, seront volontairement imprécises. Néanmoins, la démarche scientifique, la méthodologie d'analyse et l'interprétation des résultats seront aussi détaillées que possible et présentées avec un souci de clarté et d'objectivité.

1. Méthodologie appliquée

Afin d'estimer la durée de vie des composants IGBT utilisés dans le véhicule, il est tout d'abord important de connaître les contraintes thermiques que subissent ces derniers lors d'un fonctionnement réel du véhicule (voir chapitre I). Nous avons ainsi procédé à des campagnes de mesures sur le véhicule afin d'évaluer les pertes thermiques générées lors d'un fonctionnement sur un profil de mission routier typique. Nous procédons ensuite à des essais de fatigue thermique afin de tirer des courbes limites de résistance à la fatigue thermique, donc de fiabilité, des modules utilisés. Enfin une comparaison entre les deux essais peut être déduite afin d'estimer la durée de vie du convertisseur et de pouvoir ainsi affirmer si les composants remplissent les exigences en terme de durée de vie du véhicule. Un schéma détaillant cette méthodologie est présentée en annexe 2.

2. Le véhicule électrique

Dans le cadre de la politique environnementale actuelle visant à réduire au maximum les émissions de polluants dans l'atmosphère, Renault poursuit sa politique de conception de véhicules électriques peu polluants. Ainsi après une clio électrique, la société complète sa gamme Renault Kangoo par deux versions, Electri'cité et Elect'road, comprenant une chaîne de traction électrique et dont la commercialisation a été lancée en 2002. Il s'agit de véhicules légers, pouvant évoluer en zone urbaine comme sub-urbaine, destinés aux particuliers comme aux entreprises ou collectivités.

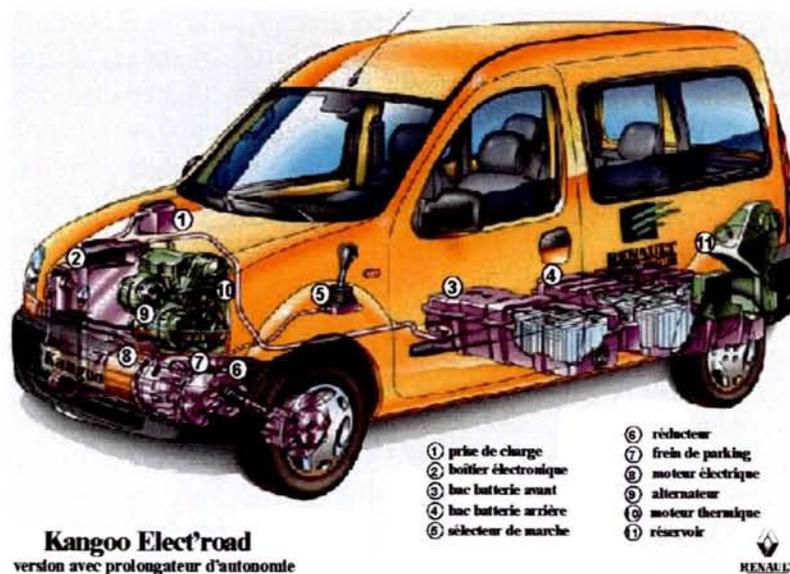


Fig.23: Renault Kangoo Electrique «Elect'road»

Deux versions, suivant leur mode d'utilisation, sont donc disponibles. Electri'cité, version tout électrique, est plutôt destinée à une utilisation urbaine, Elect'road, une version hybride, se voit, quant à elle, destinée à évoluer dans le secteur urbain et sub-urbain [MOR-99, MAL-02]. Pour la version tout électrique, la chaîne de traction, d'une puissance de 45/50kW est alimentée par des batteries Li-Ion de 28 kWh. Sa vitesse maximale est de 100 km/h, son

autonomie est de 100 km sur cycle NMVEG (New Motor Vehicle Emission Group), profil de conduite normalisé pour la mesure des émissions et de la consommation des véhicules commercialisés en Europe.

Pour la version hybride, figure 23, comprenant un moteur électrique en série avec un moteur thermique, d'où le terme d'hybride série, il possède une vitesse max de 110 km/h et son autonomie est poussée jusqu'à 200 km. Le moteur électrique est constamment actif tandis que le moteur thermique de 16kW, dont la mise en route est décidée par le conducteur, est utilisé pour la recharge des batteries et peut être entièrement dévolu à l'alimentation du moteur électrique dans le cas d'une décharge complète des composants de stockage.

2.1 Exigences du point de vue de la durabilité

Tout concepteur ou fabricant, tente d'imposer un niveau de durabilité minimum au produit ou système qu'il conçoit. Les constructeurs automobiles n'échappent à cette règle et ont des exigences de durabilité de leur produit qui se traduit, dans le cas qui nous intéresse, par une durée de vie ou un kilométrage minimum à atteindre avant une défaillance irréversible entraînant l'arrêt de fonctionnement du véhicule. Pour tous les véhicules particuliers, les objectifs sont de 15 ans et de 300 000 km, dans le cas du Kangoo électrique, ces exigences ont été abaissées:

- 12 années de durée de vie.
- 200 000 km au minimum.

Dans le cas d'un véhicule purement électrique, comme Electri'cité, et donc restreint à la zone urbaine, du fait de la faible vitesse (inférieure à 60km/h), le temps global équivalent au 200 000 km correspond environ à 5000 voire 7000h de fonctionnement.

En ce qui concerne la fiabilité, Renault demande un kilométrage associé à un taux de défaillance maximal. L'objectif varie en fonction du segment véhicule et du niveau de gravité de la panne engendrée par l'organe défaillant.

3. Les modules de puissance

Pour l'alimentation du moteur électrique, un onduleur de tension triphasé a été placé sous le capot proche du moteur électrique et thermique. Il est formé de trois bras d'onduleur, chacun constitué par un module dual IGBT dont la semelle est fixée sur un refroidisseur à air. Ces modules, dont la gamme est d'environ 300A-600V, sont constitués de 2 IGBT en parallèle avec 2 diodes. Afin de permettre un choix au final et avant le lancement de la production, dans les composants qui formeront l'onduleur de traction, plusieurs modules de puissances, de différents fabricants, ont été choisis. Ils seront nommés A, B ou C suivant leur origine et/ou leurs caractéristiques technologiques intrinsèques.

Ce sont ces modules et plus particulièrement leurs capacités à endurer les contraintes thermiques qui seront évaluées au cours de cette étude.

La figure 24 illustre l'aspect externe général d'un de ces modules, ainsi que son schéma électrique. La figure 25 présente une partie de l'onduleur, avec le positionnement des modules dans le bloc.

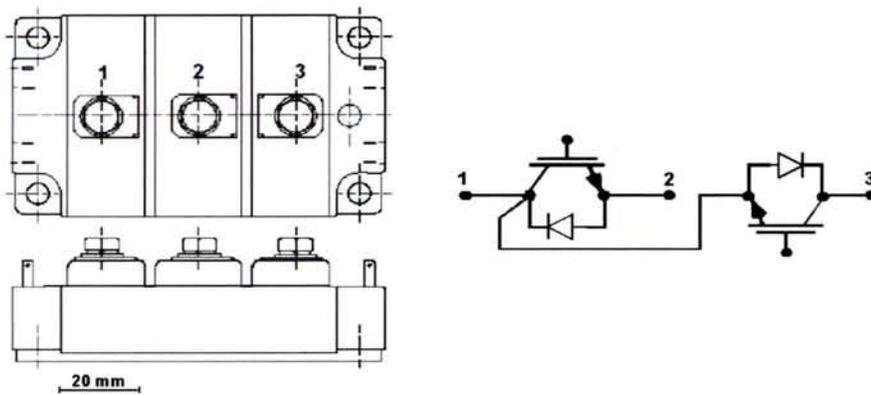


Fig.24: Module dual IGBT 300A-600V et son schéma électrique

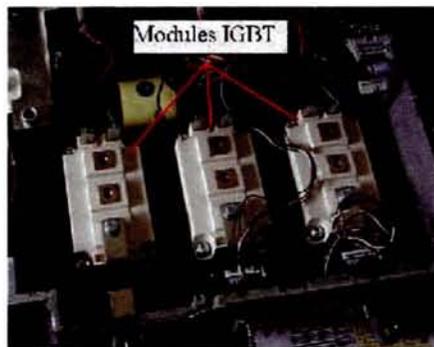


Fig.25: Vue des trois modules composant l'onduleur de traction

4. Instrumentation de l'onduleur

Dans le cas d'une étude de fiabilité, basée sur les problèmes de fatigue thermique, il est important de pouvoir estimer la température dans les zones dites fragiles du composant. Dans le cas des modules de puissance, deux zones sensibles aux variations thermiques et par conséquent à l'origine de mécanismes de défaillances, peuvent être auscultées. Tout d'abord, la couche de brasure comprise entre la semelle du composant et la céramique (voir figure 6, chap.I) puisqu'elle est le siège de fissures pouvant engendrer un phénomène de délamination de cette zone. Ensuite la puce, qui possède également une couche de brasure susceptible d'être affectée par des fissures, mais aussi car elle est un élément très sensible du composant à cause de son seuil de température. En effet, au delà des 125°C, avec la dégradation des caractéristiques électriques, des problèmes de fonctionnement peuvent survenir.

Dès le lancement de cette étude, la possibilité nous a été offerte de pouvoir instrumenter un onduleur avec des sondes thermiques afin de relever les températures des composants lors du fonctionnement du moteur électrique. Ces données seront ensuite traitées afin d'estimer les contraintes subies par les modules de puissance.

Compte tenu de l'originalité de l'essai et bien conscient du peu de données acquises par les spécialistes de l'électronique de puissance sur la température de composants de traction en fonctionnement, un soin tout particulier a été apporté à l'instrumentation de l'onduleur. Ainsi,

deux types de mesures ont été décidés: la température de puces silicium et la température de semelles des composants

L'instrumentation embarquée est une expérimentation délicate à mettre en œuvre car elle doit être robuste, capable de collecter rapidement les informations, et être peu intrusive sur le système. De plus, dans le cas présent d'une mesure de température de puce d'un onduleur en fonctionnement, cette instrumentation doit également posséder une isolation diélectrique maximale. Ce sont ces conditions qui nous ont fait opter pour deux instruments de mesure thermique totalement différents l'un de l'autre.

- Une mesure de la température de semelle par des thermocouples.
- Une mesure de la température de puce par un thermomètre à fibres optiques.

Vu la difficulté d'instrumentation, et le prix de certaines sondes, seulement deux modules ont été instrumentés sur les trois présents. Dans chacun de ces deux modules, un IGBT et une diode ont été auscultés avec une fibre et un thermocouple.

Pour ce qui est de la semelle, l'instrumentation est robuste, elle ne craint pas les chocs mécaniques ni thermiques et possède une rapidité d'acquisition suffisante pour l'essai envisagé. De plus, la mise en place de l'instrumentation est rapide, même si le composant nécessite une préparation au préalable.

Dans le cas des puces silicium, l'isolation diélectrique a été un facteur prépondérant dans le choix de cet instrument original. Même si la vitesse d'acquisition n'est pas très importante, elle nous permet de pouvoir suivre les variations de température de la puce tout en préservant au maximum l'intégrité du composant.

Avant de détailler les instruments de mesure dans les paragraphes suivants, nous présentons deux figures qui illustrent cette instrumentation. La figure 26 présente la coupe d'un module IGBT instrumenté. La figure 27 illustre schématiquement l'instrumentation en présentant le module avec le positionnement des différentes sondes de température utilisées.

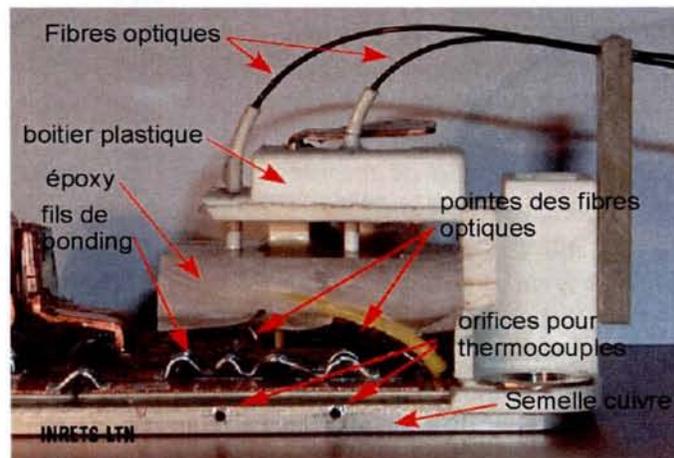


Fig.26: Vue en coupe d'un module de puissance instrumenté

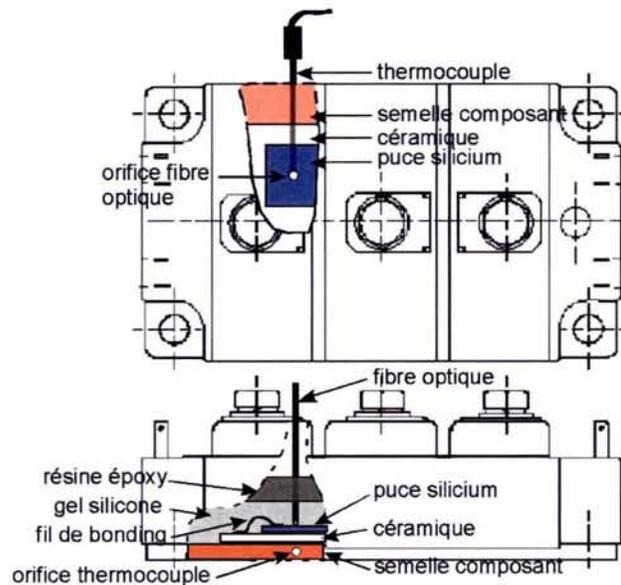


Fig.27: Représentation schématique de l'instrumentation des modules de puissance

4.1 Mesure de la température de semelle par thermocouple

Rappelons que dans le cadre d'une étude de fiabilité menée sur l'estimation des contraintes thermiques, la température de semelle est une donnée importante car elle est très proche de la température de brasure céramique/semelle, couche sensible au vu de ses caractéristiques mécaniques. De part ses dimensions et dans le cas d'une semelle en cuivre, il est possible de placer un thermocouple dans cette couche, pour peu que l'on puisse percer un trou suffisamment profond pour que la pointe de la sonde se positionne à la verticale d'une puce silicium. Cet orifice est réalisé dans l'épaisseur de la semelle, figure 27, et possède un diamètre d'1 mm sur environ 20 mm de profondeur.

4.1.1 Caractéristiques des thermocouples utilisés

La gamme des thermocouples utilisés dans l'industrie comme dans la recherche est très vaste et couvre une plage de température de -270°C à 2400°C [NOU-82]. Ces instruments de mesure permettent donc des utilisations très diverses.

Dans le cas de nos essais, afin de mesurer le plus précisément possible les données thermiques et vu les dimensions du module, surtout de la semelle, des thermocouples spécifiquement adaptés à notre application ont été choisis. Ces thermocouples, de type K (Chromel/Alumel), de tolérance 1, proposent des avantages intéressants pour nos essais, avec une large plage de température, tout en conservant une grande précision et une bonne dynamique [NOR-93, HAM-98]. Leur diamètre est de 1 mm sur 100 mm de longueur. Le tableau 7 présente les caractéristiques des thermocouples utilisés pour les essais.

Type de thermocouple	Tolérance	Plage de température	Constante de temps	Soudure chaude
K	N° 1 $\pm 1.5^{\circ}\text{C}$ ou 0.4% (-40°C à 375°C)	-200°C à 1300°C	T= 7ms	Isolée de la masse

Tab.7: Caractéristiques des thermocouples utilisés

Un conditionneur, composé d'une alimentation et d'un amplificateur du signal généré par la sonde, est connecté au thermocouple. Cette chaîne de mesure nous permet de récupérer un signal électrique analogique enregistrable par nos appareils d'acquisition. Ce conditionneur a été créé au laboratoire dans le but de répondre aux exigences posées en termes de rapidité, de précision et de fiabilité de la mesure en sélectionnant les composants adéquates à ces fonctions et en pratiquant des mesures de calibration.

4.1.2 Positionnement des thermocouples

Le positionnement de la pointe du thermocouple, une fois ce dernier mis en place, est très important car cette mesure nous permettra par la suite de l'étude d'estimer et de suivre les variations de la résistance thermique présente entre la puce et la semelle. Et pour que cette mesure ait une quelconque validité d'un point de vue scientifique, nous sommes tenus de suivre une normalisation internationale en vigueur depuis 2001 préconisant que la mesure de la température de la semelle se fasse à la verticale d'une puce silicium, afin de pouvoir déterminer la résistance thermique jonction-semelle du module de puissance [IEC-01].

Pour déterminer le bon positionnement du ou des thermocouples dans la semelle, nous devons connaître l'emplacement exact des puces silicium qui composent le module. Afin de préserver l'intégrité du composant pour les futurs essais expérimentaux, l'ouverture du module nous est impossible. Nous procédons donc à une analyse tomographique par imageries acoustiques, nous permettant d'obtenir les données physiques internes au composant nécessaires à ce positionnement. Ainsi renseignés sur leur emplacement, nous pouvons effectuer le perçage pour la mise en place des sondes de températures dans la semelle.

La figure 28 présente une image, réalisée par le microscope acoustique du laboratoire, après le perçage. Nous voyons clairement sur cette image l'emplacement des puces dans le composant (zones vertes) qui nous a permis de réaliser un perçage dans la semelle de façon précise jusque sous le centre d'une puce IGBT.

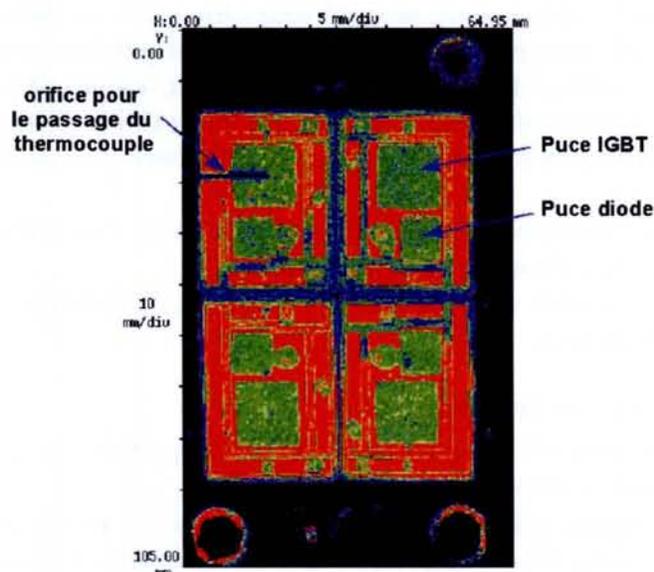


Fig.28: Image tomographique, obtenue par microscopie acoustique, d'un module IGBT utilisé dans l'onduleur de traction

4.2 Mesure de la température de puce par fibres optiques

Même si cette instrumentation utilise également des sondes mises en contact directement avec le matériau qu'elles auscultent, à l'image des thermocouples, elle possède toutefois un système de traitement de la mesure plus complexe que l'instrumentation précédente [CA2-01].

De nombreux avantages peuvent être avancés pour cet instrument, nous ne citerons que les principaux.

- très grande rigidité diélectrique puisque qu'aucun des matériaux utilisés pour la mesure n'est un conducteur électrique.
- la mesure se fait en un point précis de la surface chaude, on peut donc mesurer la température sur chaque puce ou en tout autre point chaud du composant.
- le système est transportable et peut donc être utilisé comme un instrument de mesure embarqué sur le véhicule.

Néanmoins, l'inconvénient majeur de cette technique vient du fait que cette mesure est intrusive pour le composant. En effet, on vient placer un corps étranger dans le composant en fonctionnement au risque de modifier ses paramètres physiques intrinsèques, voir même de le détériorer. Un autre point négatif est à ajouter, la difficulté de mise en place de la mesure puisque la méthodologie d'instrumentation demande une rigueur et un temps non négligeables de par la fragilité des fibres et la précision du positionnement. Enfin un dernier point important est à préciser, celui du coût important de cet instrument.

4.2.1 Description de l'instrument

La société américaine Luxtron, spécialiste dans le domaine de la mesure thermique par fibre optique, commercialise différents modèles de thermomètres destinés à plusieurs domaines d'applications (médecine, agroalimentaire, électronique). Dans le cas de l'électronique, et notamment des semiconducteurs, deux modèles se distinguent par leurs capacités. Ils se présentent sous des aspects différents.

- un module enfichable sur rail proposé sous différentes versions suivant le nombre de voies de mesure, mais possédant une fréquence d'acquisition assez faible, de l'ordre du Hertz dans le meilleur des cas. Il est disponible avec 4 voies de mesure.
- un appareil transportable, plus résistant aux milieux hostiles possédant également 4 voies de mesures de température et avec une fréquence d'acquisition de 4 Hz.

Vu les caractéristiques techniques de chaque modèle, le choix s'est porté sur celui possédant 4 voies et avec la fréquence d'acquisition la plus élevée.

Cet instrument est composé de deux parties distinctes, le thermomètre et les sondes de mesures qui y sont rattachées.

4.2.1.1 Le thermomètre

Il s'agit d'un appareil compact, facilement transportable et dont le fonctionnement peut être détaillé de façon simple.

La température est mesurée grâce à une sonde de température activée par un signal lumineux émis par une lampe à éclat située dans le boîtier du thermomètre. La sonde de température est l'élément clé du système. Elle est montée à l'extrémité d'un câble en fibre optique. La surface de contact de cette sonde est recouverte d'une fine couche de phosphore, matériau thermosensible. Le phosphore, après avoir reçu un flash lumineux ultraviolet, retourne une lumière fluorescente rouge. La décroissance du signal renvoyé est calculée et comparée avec

une valeur calibrée donnant ainsi la valeur de la température mesurée au point de contact de la sonde.

Les principales informations techniques sur le thermomètre utilisé sont détaillées ci-dessous. Les données complètes sont présentées en annexe 3.

- précision de mesure: 0.1°C au point de calibration et 0.5°C à $\pm 50^{\circ}\text{C}$ du point de calibration.
- plage de mesure: -200°C à $+ 450^{\circ}\text{C}$.
- vitesse d'acquisition max: 1 acquisition toutes les 250ms, soit une fréquence de 4Hz.

4.2.1.2 Les sondes de température

Nous avons vu que pour avoir une estimation de la température, les sondes jouaient un rôle important lors de la mesure puisqu'elles prennent et véhiculent l'information depuis la surface chaude jusqu'au thermomètre.

Ces sondes se composent de deux parties:

- un câble en fibre optique d'une longueur de 2 mètres.
- un embout interchangeable, appelé tip, en fibre optique, de 0,7 mm de diamètre et d'une dizaine de centimètre de longueur. Plusieurs modèles sont disponibles suivant le mode de mesure : par contact, pour les milieux aqueux...

Les caractéristiques des tips sélectionnés sont les suivantes:

- type de mesure : par contact
- plage de température: -50°C à 200°C .
- temps de réponse: 25 ms.
- surface de mesure: $250\ \mu\text{m}$.
- diamètre: $700\ \mu\text{m}$.

La figure 29 présente les deux éléments, la fibre et l'embout (tip), formant la sonde optique, ainsi que les différents matériaux composant le tip.

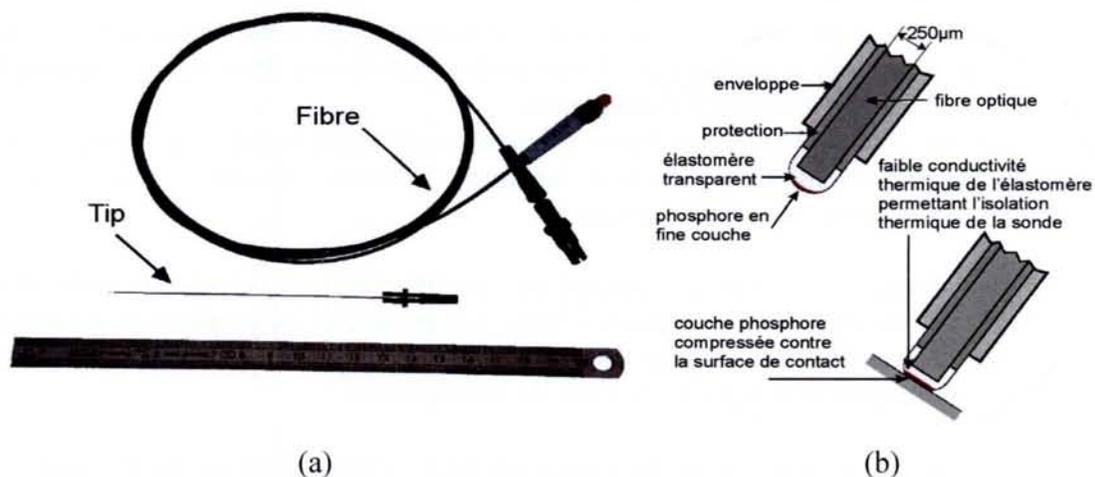


Fig.29: Fibre + tip (a) et détail de la pointe du tip (b)

Comme nous pouvons le remarquer sur cette représentation, la couche thermosensible formée par le matériau en phosphore est très fine et en contact direct avec la surface chaude. Ce dispositif montre donc assez vite ses limites dans le cas de vibrations mécaniques puisque la pointe, constituée d'un matériau souple et fragile, se trouve érodée par les frottements. Ces

conditions de fonctionnement nous montrent donc la nécessité d'utiliser des tips interchangeables.

4.2.2 Estimation des erreurs de mesure

Pouvoir estimer les erreurs de mesure que nous réalisons avec cet instrument lors des essais est primordial. Elles sont dans le cas présent de deux sortes; statiques et dynamiques

4.2.2.1 Erreur statique

Afin d'estimer les erreurs statiques de mesures faites lors des campagnes d'essais, un relevé de la température d'une source de chaleur a été réalisé avec deux thermomètres à fibres optiques et une sonde de température platine (PT100) étalonnée par le fabricant. Les trois sondes, très proches physiquement les unes des autres, sont placées à l'intérieur d'un solide et mesurent la montée en température de ce dernier durant plusieurs heures. Deux essais ont été réalisés avec ce montage, sans calibration du thermomètre optique et avec calibration. Ils ont pour but de déterminer l'erreur statique réalisée entre les sondes optiques et la sonde platine sous deux conditions. Nous donnons quelques résultats ci-dessous. Des courbes d'essais détaillées sont présentées en annexe 4.

Sans calibration :

3.5 °C en moyenne de différence entre les températures PT100 et fibre 504

2.4 °C en moyenne de différence entre les températures PT100 et fibre 790

Avec calibration :

0.9 °C en moyenne de différence entre les températures PT100 et fibre 504

0.2 °C en moyenne de différence entre les températures PT100 et fibre 790

La précision de mesure est donc maximale avec le thermomètre Luxtron[®], modèle 790, une fois la calibration effectuée.

4.2.2.2 Erreur dynamique

Les erreurs de mesures dynamiques de l'instrument sont constatées durant les phases transitoires de mesure de la température. Deux notions sont à considérer pour cet appareil. La fréquence d'acquisition et le temps d'intégration.

Dans le cas de phénomènes thermiques évoluant rapidement comme le notre, avec des variations pouvant atteindre 60°C/s pour les puces silicium, ces deux notions sont très importantes pour l'interprétation des résultats.

La fréquence d'acquisition pour cet appareil est variable avec une valeur maximale de 4Hz. Ainsi, dans cette configuration, toutes les 250ms, une mesure de la température est prise. En d'autres termes, un flash de lumière est envoyé en direction du tip. Ce temps minimum dépend donc principalement de l'électronique du thermomètre.

Le temps d'intégration, quant à lui, est également lié à l'électronique du thermomètre, mais aussi au modèle du tip employé pour la mesure. Dans notre cas, les plus rapides ont été sélectionnés, il s'agit de tips modèle SEL. Ces sondes ont des constantes de temps de 25ms à 63% de la mesure et de plus de 100ms à 100%. A ce temps il faut rajouter le temps dédié au calcul de la mesure et à la restitution de la valeur sur un afficheur ou un port de sortie analogique. Ce deuxième temps est estimé d'après des informations données par le constructeur et des mesures réalisées au laboratoire à 100ms. Ainsi nous obtenons un temps

total, appelé temps d'intégration, de l'ordre de 200ms (100ms + 100ms) entre l'envoi du flash correspondant à la mesure et la valeur affichée.

Rappelons qu'il est important de prendre en compte ce temps uniquement si l'on veut mesurer des variations de température très rapide. Dans le cas de mesure de température de matériaux possédant des constantes de temps longs ou soumis à de faibles variations de température, ce temps est négligé.

La figure 30 présente les deux grandeurs détaillées ci-dessus.

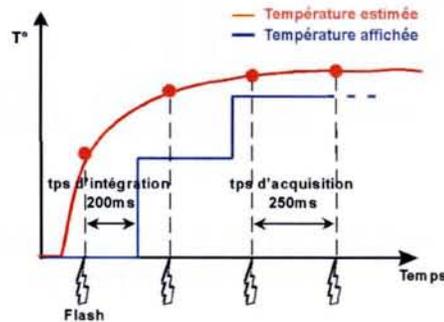


Fig.30: Temps d'intégration et fréquence d'acquisition du thermomètre à fibre optique

5. Vérification du positionnement des sondes

Afin d'utiliser les mesures de température dans le calcul de résistances thermiques ou comme données de vérifications expérimentales d'un modèle thermique, la rigueur scientifique nous impose de nous assurer du bon positionnement des thermocouples et des fibres dans le module de puissance.

5.1 Pour les thermocouples

Grâce à la microscopie acoustique, le contrôle de la profondeur du perçage et par conséquent du positionnement des thermocouples dans la semelle du composant, est chose aisée. Elle se pratique rapidement et nous confirme, immédiatement après visualisation des images, la qualité du perçage effectué. Le contrôle de la mise en place de ces sondes se fait donc rapidement, à condition toutefois de posséder un puissant outil de diagnostic (microscope acoustique, rayon X...).

5.2 Pour les fibres optiques

Dans le cas des fibres optiques, le positionnement est plus problématique que pour les thermocouples. En effet, du fait du placement de la fibre à la surface de la puce, la sonde optique doit être placée à la verticale de cette dernière (voir figure 27). Il est donc nécessaire de percer plusieurs matériaux dans l'épaisseur du module, le boîtier plastique, la couche interne en époxy. De plus, du fait de la proximité de la puce silicium sous la couche époxy, il est très délicat de percer à cet endroit. Nous avons donc recours une nouvelle fois, et en premier lieu, à la tomographie du module, nous permettant ainsi de localiser précisément les puces IGBT et diodes du composant. Une fois cette étape réalisée, un orifice de 1 mm de diamètre est pratiqué afin d'y glisser la fibre optique jusqu'au contact, supposé, avec la puce.

Néanmoins, avant de fixer définitivement la sonde dans le composant, il est nécessaire de valider son emplacement. Il existe en effet un risque de ne pas être en contact avec la surface de la puce mais avec un fil d'émetteur, de grille (figure 31a) ou encore d'être mal centré et d'être sur la bordure de la puce (figure 31b), voire de ne pas être en contact du tout avec la surface (figure 31c). Malheureusement, du fait de la géométrie des couches et des propriétés des matériaux présents dans le module, la microscopie se révèle inefficace. Ainsi, il apparaît clairement qu'un autre moyen de vérification s'impose dans cette validation.

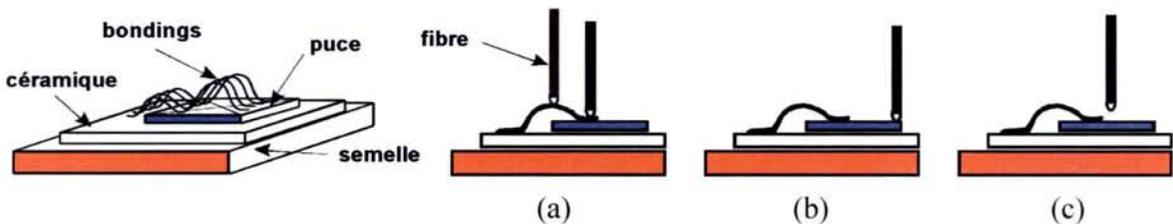


Fig.31: Positionnement de la fibre sur un fil de bonding (a), sur le coin de la puce (b), sans contact avec la puce (c)

Ainsi pour diagnostiquer les erreurs éventuelles réalisées sur le positionnement des fibres dans le module, nous réalisons des tests thermiques sur le composant grâce à des bancs d'essais dédiés à cette fonction.

Deux mesures sont réalisées simultanément, d'une part nous relevons la réponse thermique des fibres suite à un échelon de puissance, et d'autre part nous mesurons la température de la puce en régime établi avant de la comparer avec une mesure de température indirecte.

Ces deux mesures nous permettent de confirmer, pour la première, le contact de la fibre avec la surface de la puce et pour la deuxième, le positionnement au centre de la puce.

5.2.1 Méthode de vérification du contact de la fibre avec la puce

Grâce à la mesure réalisée en dynamique nous allons pouvoir vérifier le contact de la fibre optique sur la puce silicium sans toutefois confirmer son emplacement au centre de celle-ci, une deuxième mesure, détaillée par la suite, est nécessaire.

Le principe est simple, grâce à un banc d'essai, conçus à l'INRETS et dont l'architecture et le fonctionnement sont largement détaillés dans le mémoire de thèse de A. Hamidi [HAM-98], il nous est possible d'appliquer un échelon de puissance sur la puce.

Une fois le régime établi atteint, nous coupons, de façon très rapide (quelques millisecondes), le courant circulant dans la puce et nous visualisons la courbe de réponse thermique de celle-ci grâce à la fibre optique.

Dans la configuration décrite par la figure 31a ou 31c, si la fibre est en contact avec le fil de bonding ou n'est pas en contact avec la puce, la réponse se traduit par un retard plus ou moins important, jusqu'à plusieurs centaines de millisecondes, entre le début de décroissance de la température et la coupure du courant. En effet, comme la source de chaleur provient de la puce silicium, et que ce matériau possède une constante de temps très faible ($<1\text{ms}$), la vitesse de décroissance de température est très rapide et supérieure aux éléments environnants. Toutefois, ce retard doit être évalué en tenant compte du temps entre deux acquisitions (250ms) et du temps d'intégration de l'appareil (200ms). Si la réponse thermique est lente, il suffit d'exercer une contrainte plus importante sur le tip ou de changer l'emplacement du point de mesure en décalant la pointe du tip afin de se positionner sur la surface de la puce.

5.2.2 Méthode de vérification du centrage de la fibre au centre de la puce

Pour contrôler le centrage de la fibre sur la surface de la puce, cette fois encore nous avons recours à des tests thermiques sur banc d'essais. Nous appliquons une puissance sur la puce et nous comparons la valeur mesurée par la fibre en régime établi et la valeur déterminée par une mesure indirecte de la puce.

Cette mesure indirecte, dont le principe est détaillé dans le paragraphe suivant, nous permet d'obtenir la température moyenne de la puce silicium. La température directe, quant à elle, est réalisée avec la fibre optique et nous donne la température de la surface de contact entre la fibre et la puce, soit environ $500\mu\text{m}^2$. C'est cette différence de température qui nous renseignera sur la position de la fibre par rapport au centre. En effet, la température dans la zone centrale de la puce est plus importante que la moyenne sur le volume totale. Ainsi si la mesure donnée par la fibre est plus basse que la température donnée par la mesure indirecte, nous pouvons en conclure que la fibre n'est pas au centre de la puce, à condition bien sûr que la fibre soit en contact avec celle-ci.

5.2.2.1 Principe de la mesure indirecte de T_j

La méthode indirecte, basée sur la mesure de la chute de tension à l'état passant du composant, qui se révèle être un paramètre thermosensible, nécessite des essais préalables aux mesures sur banc. En effet une caractérisation thermique, permettant de déterminer les paramètres électrothermiques intrinsèques de la puce, est nécessaire.

Caractérisation thermique de la puce silicium:

Comme nous venons de l'indiquer, le paramètre qui nous sert à déterminer la température de la puce silicium est la chute de tension à l'état passant, V_{ce} . Cette tension est mesurée aux bornes du composant, IGBT ou diode, lorsqu'il est en conduction et qu'un courant de quelques dizaines de milliampères y circule ($I_{ct}=50\text{ mA}$ dans le cas présent). Le courant est nécessairement faible pour ne pas induire de pertes Joules dans le composant qui conduiraient à des erreurs lors de la caractérisation. Cette tension est mesurée sur une plage de température correspondant au fonctionnement du composant (entre 25°C et 125°C). A cet effet, le module est donc placé sur une plaque chauffante, ou en étuve, et la tension est mesurée à différents paliers de température.

La courbe résultante de cet essai, $V_{ce}=f(T_j)$ avec un courant $I_{ct}=50\text{ mA}$ et $V_{ge}=15\text{V}$, est présentée figure 32.

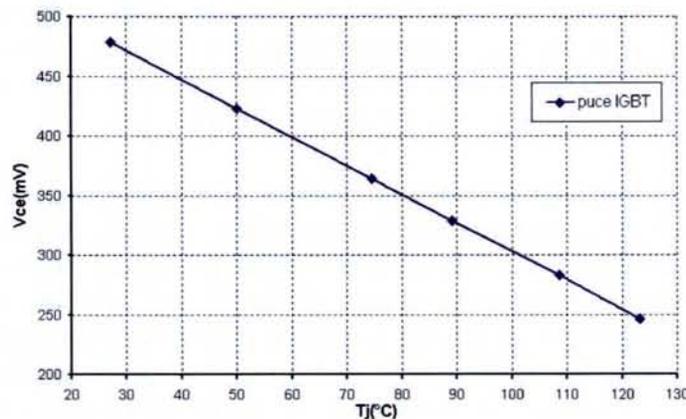


Fig.32: Courbe de caractérisation électrothermique d'une puce IGBT

Nous pouvons remarquer que cette caractéristique est linéaire. Les coefficients nous permettant de retranscrire l'information de la température de puce grâce à la tension V_{ce} mesurée, sont donc simple à déterminer. Dans le cas d'un courant de caractérisation plus ou moins élevé, la droite s'incurve et l'équation de la caractéristique, précédemment linéaire, devient polynomiale d'ordre plus élevé.

Avantages de la mesure:

Cette mesure réalisée avec l'aide d'un paramètre thermosensible, V_{ce} , est une méthode non-intrusive pour le composant, il garde son homogénéité structurale, ce qui fait de cette méthode le principal avantage. De plus, elle ne nécessite ni une longue ni une périlleuse intervention sur le composant, au contraire de l'instrumentation individuelle (thermocouple, fibre).

Inconvénients de la mesure indirecte:

Plusieurs inconvénients montrant les limites de cette méthode de mesure peuvent être mis en avant.

L'inconvénient majeur de cette méthode vient du fait qu'elle ne peut être réalisée qu'à faible courant de collecteur (I_{ct}), donc durant la phase où le courant de charge (I_c) ne circule plus dans le composant, ce qui présente évidemment moins d'intérêt du point de vue du contrôle thermique.

Comparée à la mesure directe par fibre, où la température est mesurée sur une zone ponctuelle, cette mesure est moyennée sur le volume de la puce puisque l'on mesure un paramètre thermosensible intrinsèque à la puce. Cette constatation nous montre les différences qui peuvent exister entre la mesure ponctuelle au centre (mesure directe) et la mesure moyennée (mesure indirecte).

Nous pouvons également noter que dans le cas de modules multipuces, comprenant donc plusieurs puces silicium en parallèle pour un IGBT ou une diode, la mesure de V_{cet} est réalisée aux bornes de l'ensemble des puces, par conséquent la température déduite est moyenne et globale à toutes ces puces. Il est donc impossible de mesurer la température sur chaque puce, ce qui réduit la précision de mesure et engendre une erreur de mesure systématique.

Enfin, nous pouvons préciser en dernier point, qu'il est impératif de caractériser préalablement chaque puce du composant.

5.2.2.2 Méthode de mesure de température sur banc d'essai

Une fois cette étape de caractérisation réalisée, nous pouvons effectuer nos tests thermiques sur banc d'essais. Une contrainte thermique est donc appliquée au module IGBT grâce à l'injection de puissance dans les puces silicium. Dans le cas présent, seule la puce instrumentée avec la fibre optique voit un courant circuler.

Rappelons que pour effectuer une mesure indirecte de température, il faut que les grandeurs physiques soient stables (température thermocouple, courant...) et qu'un faible courant circule dans le composant. De ce fait, il paraît évident que le seul moment pour effectuer cette mesure est juste après la coupure du courant de charge (I_c), afin d'avoir une température de puce la plus stable possible et un courant de mesure de 50mA dans le module (I_{ct}). Grâce à un procédé d'extinction très rapide de la puissance du banc (soufflage des composants d'alimentation en puissance), la mesure de la chute de tension (V_{cet}) aux bornes du composant sous test est réalisée moins de 5 ms après la coupure. Cette mesure de tension très proche de la coupure nous donne ainsi la température de la puce au moment de l'extinction.

Néanmoins, durant ce temps très court, la puce silicium refroidit, conduisant à une variation de température entre le moment de la coupure et celui de la mesure qui peut atteindre 5°C pour les hauts niveaux de puissance.

Le schéma électrique de mesure de la tension V_{cet} est présenté par la figure 33.

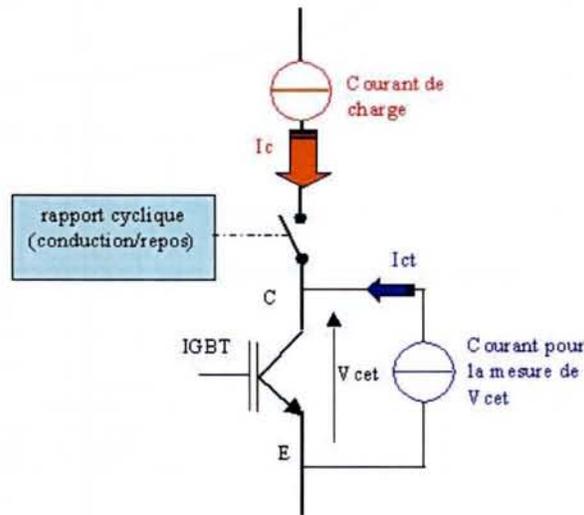


Fig.33: Schéma électrique pour la mesure indirecte de la température de puce

5.3 Courbes de résultats d'essais pour la vérification du positionnement des sondes

Comme nous l'avons détaillé, le positionnement des fibres ainsi que des thermocouples peut se vérifier grâce à des tests thermiques sur les composants instrumentés. A cet effet, nous appliquons un cycle thermique sur une puce instrumentée et nous relevons l'évolution des températures fournies par les deux sondes. Puis nous contrôlons leur réponse thermique ainsi que la valeur statique des températures en régime établi.

Les courbes illustrant ce test sont représentées ci-après. Elles sont détaillées en deux essais à niveau de puissance équivalent ($\approx 116W$), avant correction et après correction de la position des sondes, figure 34 et figure 35.

Ces essais thermiques sont réalisés sur des délais suffisamment longs afin de laisser le temps au flux de chaleur de se propager dans l'ensemble du module permettant ainsi la stabilisation des températures de la puce et de la semelle. Pour le premier essai, la coupure intervient 85s après le début de l'essai tandis que pour le deuxième, elle intervient après environ 57s. La température donnée par la mesure indirecte est de 101°C dans les deux cas.

Sur la figure 34, nous pouvons clairement remarquer que l'évolution de la température de la puce après la coupure de la puissance est très lente, puisque nous relevons une différence entre la température donnée par la fibre et celle par le thermocouple, 17s après la coupure, d'environ 9°C. De plus, la fibre donne une valeur de 97°C, donc en dessous de celle donnée par la méthode indirecte. Ces constatations nous renseignent sur la position de la fibre et nous permettent d'affirmer que la fibre n'est pas en contact avec la puce et/ou en contact avec un fil de bonding, nous nous plaçons donc dans le cas de la figure 31a et/ou 31c.

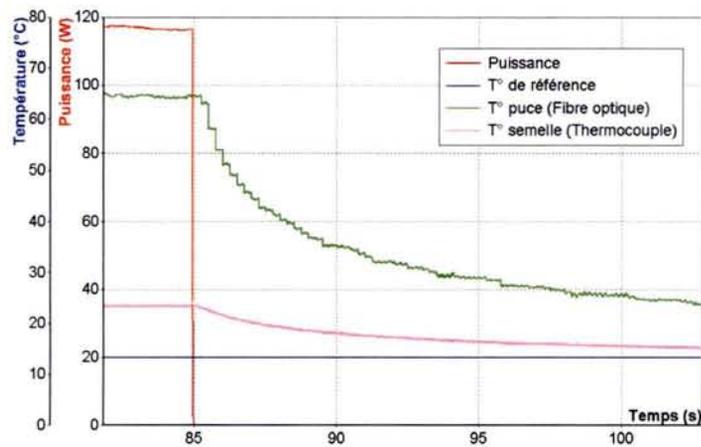


Fig.34: Essai thermique avant correction de la position des sondes

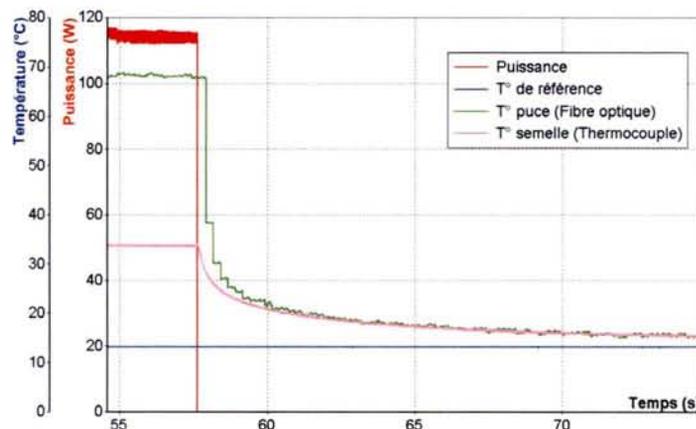


Fig.35: Essai thermique après correction de la position des sondes

Après avoir placé différemment la fibre, et éventuellement le thermocouple pour ôter le moindre doute, nous faisons d'autres essais au même niveau de puissance que précédemment et nous relevons finalement les grandeurs de la figure 35. Sur celle-ci, il apparaît clairement que l'évolution de la température de la puce est beaucoup plus rapide que sur la figure précédente, puisque les températures de fibre et de thermocouple se confondent seulement 4s après la coupure. De plus, la valeur de la température de puce passe de 97°C à 103°C donc au dessus de la valeur donnée par la mesure indirecte. Ces constatations nous confortent donc dans le jugement porté dans le paragraphe précédent sur la position de la fibre.

La fibre n'a pas été seule à être repositionnée sur ces essais, l'emplacement de la pointe du thermocouple a également été modifié avec une mise en butée de cette sonde dans son orifice. Le résultat est une augmentation de la mesure donnée par celle-ci avec une température de 50°C alors qu'elle n'était que de 37°C avant cette manipulation.

Avec le changement des valeurs de températures s'accompagne un changement de la résistance thermique en statique entre la jonction et la semelle. En effet, la valeur de cette dernière, calculée avec la mesure indirecte de la température de puce, était de $0,55 \text{ K.W}^{-1}$ et après avoir effectué les repositionnements, elle est à présent de $0,44 \text{ K.W}^{-1}$.

Le résultat de ces tests est donc une confirmation de la position des fibres nous permettant de valider nos mesures thermiques prises sur le véhicule lors de son fonctionnement après y avoir fixé nos modules et leur instrumentation.

6. Sélection du profil de mission routier

Après avoir instrumenté nos modules, la question se pose sur les contraintes que nous devons leur appliquer. Dans le cas d'un véhicule routier comme le nôtre, ce choix se définit avec un profil de mission routier, appelé également profil de conduite. Il est caractérisé par un profil routier que le véhicule est amené à parcourir (topographie du parcours, durée du trajet...) et du fonctionnement qu'il est amené à effectuer (démarrage, accélération, freinage). Suivant ce profil, la commande appliquée à l'onduleur de traction ainsi que la puissance qu'il fournit au moteur électrique sont totalement différentes. Par conséquent, les pertes Joules générées lors de ce profil, et donc les contraintes thermiques que les composants subissent sont très dépendantes de ce profil de mission routier et peuvent varier grandement d'un profil à l'autre.

Ce sont tous ces paramètres qu'il est nécessaire de prendre en compte si l'on veut définir un profil adapté aux essais désirés. Néanmoins, des profils reproductibles sur banc d'essais existent et peuvent être appliqués à notre groupe moteur-onduleur.

6.1 Quelques profils de missions européens existant

Durant ces dix dernières années, de larges campagnes de mesures visant à caractériser la conduite européenne et à construire des cycles de conduite représentatifs normalisés ont été menées sur les véhicules particuliers dans l'Union Européenne. Ces profils normalisés, dont le but principal est la mesure et le contrôle des émissions de polluant ainsi que de la consommation des véhicules commercialisés en Europe, sont très utilisés par les constructeurs automobiles lors de tests sur banc d'essais. Leur but est de collecter un maximum d'informations sur les conditions d'utilisation et de fonctionnement des véhicules européens comme la vitesse, le type et le temps de trajet, la consommation etc [AND-97, AND-98].

Nous citerons trois profils de mission très répandus en Europe.

6.1.1 Le profil de mission NMVEG

Suite à une directive européenne de mars 1970 [DIR-70] concernant la législation des états membres relative aux mesures à prendre contre la pollution de l'air par les gaz émis par les véhicules, un cycle de conduite urbain a été créé par la commission européenne. C'est le cycle MVEG (Motor Vehicle Emission Group). En 1998, une autre directive [DIR-98] remplace la précédente et ajoute au cycle MVEG une partie extra-urbaine, c'est le cycle NMVEG (New Motor Vehicle Emission Group). Il se compose de quatre cycles MVEG successifs suivi d'un cycle extra-urbain, le tout sur une durée de 1200s. La figure 36, présente ce cycle.

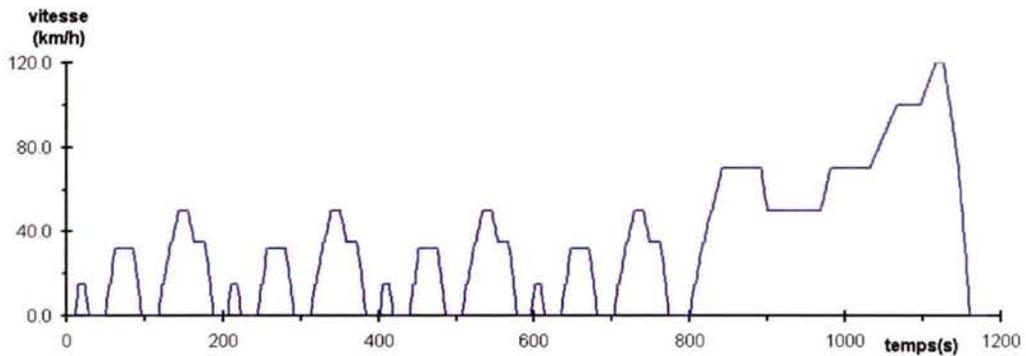


Fig.36: Représentation du profil NMVEG

6.1.2 Les profils de mission modem-Hyzem

Le projet de recherche HYZEM (European Development of Hybrid Vehicle Technology approaching efficient Zero Emission Mobility), dont le but est d'estimer les émissions de polluants des véhicules européens, est à l'origine de cette collecte de données dans les années 1990. Ce projet, effectué pendant une durée totale de 2000 jours soit 5.5 ans, a porté sur 77 véhicules européens. Il a répertorié 10 300 voyages soit 88 000 km parcourus sur une durée de 2200 heures [AND-01]

De ces données et de ce programme de recherche, des profils de mission ont été élaborés, ce sont les cycles Modem-Hyzem. Ils se décomposent en 3 profils urbains, 3 profils routiers et 2 profils autoroutiers.

Un des profils urbains est présenté ci-dessous par la figure 37.

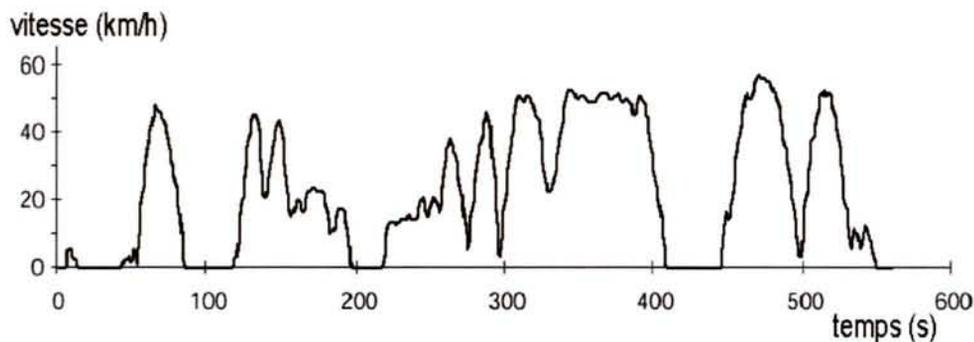


Fig.37: Représentation d'un profil urbain modem-Hyzem

6.1.3 Les profils de mission Artémis

Suite au précédent programme de recherche, un autre programme européen est lancé, dans lequel collaborent de nombreux laboratoires de recherches (Istituto Motori en Italie, Techn. Univ. Of Graz en Autriche, INRETS en France ...). Il augmente la base de données précédentes avec des données suisses et italiennes, et tente lui aussi de déterminer des profils de conduites normalisés visant à contrôler les émissions de polluant, ce sont les cycles ARTEMIS (Assessment and Reliability of Transport Emission Models and Inventory Systems).

Ils se décomposent en 3 cycles distincts de même durée, urbain, route et autoroute. La figure 38 illustre ces 3 profils.

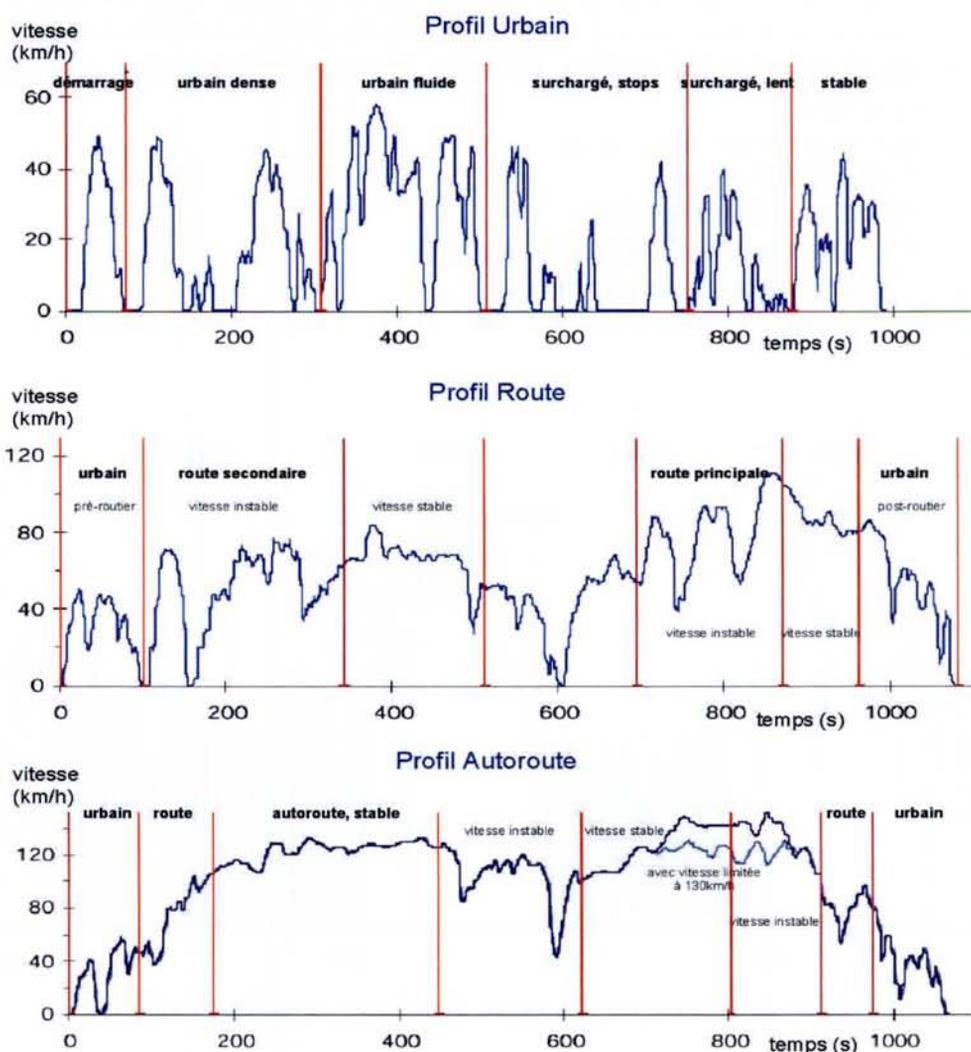


Fig.38: Représentation des profils de mission ARTEMIS

6.2 Choix d'un profil de mission représentatif du fonctionnement réel du véhicule

Nous avons vu que ces profils étaient destinés, en premier lieu, à reproduire sur bancs d'essais des cycles standardisés pour le contrôle des émissions de polluant des véhicules, ainsi que de leur consommation. Dans le cas présent, la possibilité nous est offerte de réaliser des essais réels du véhicule instrumenté sur des profils routiers concrets, c'est-à-dire sur un trajet où le véhicule s'insèrera dans la circulation.

6.2.1 Le profil de mission Renault

Après différentes campagnes de mesures, sur divers trajets et donc divers profils routiers, le choix s'est porté sur un cycle particulier. Sur ce cycle figurent les différents modes d'utilisation pouvant être affectés au véhicule (urbain, routier...), c'est-à-dire ceux engendrés par des particuliers, comme ceux engendrés par certaines collectivités ou entreprises. Par conséquent, dans ce cycle particulier, des zones urbaines et routières sont présentes ainsi

qu'une zone où l'on rencontre une succession d'arrêts et de démarrages, phase que l'on peut rencontrer, par exemple, dans le cas d'une distribution de courrier en milieu urbain.

Ce cycle, réalisé en périphérie de Paris, est d'une longueur de 50 km dans sa totalité et peut être décomposé ainsi :

- 10 km de montée et descente
- 20 km de trafic urbain
- 25 km de trafic suburbain
- 5 km d'arrêts et de démarrages successifs

La figure 39 présente le profil dans sa totalité.

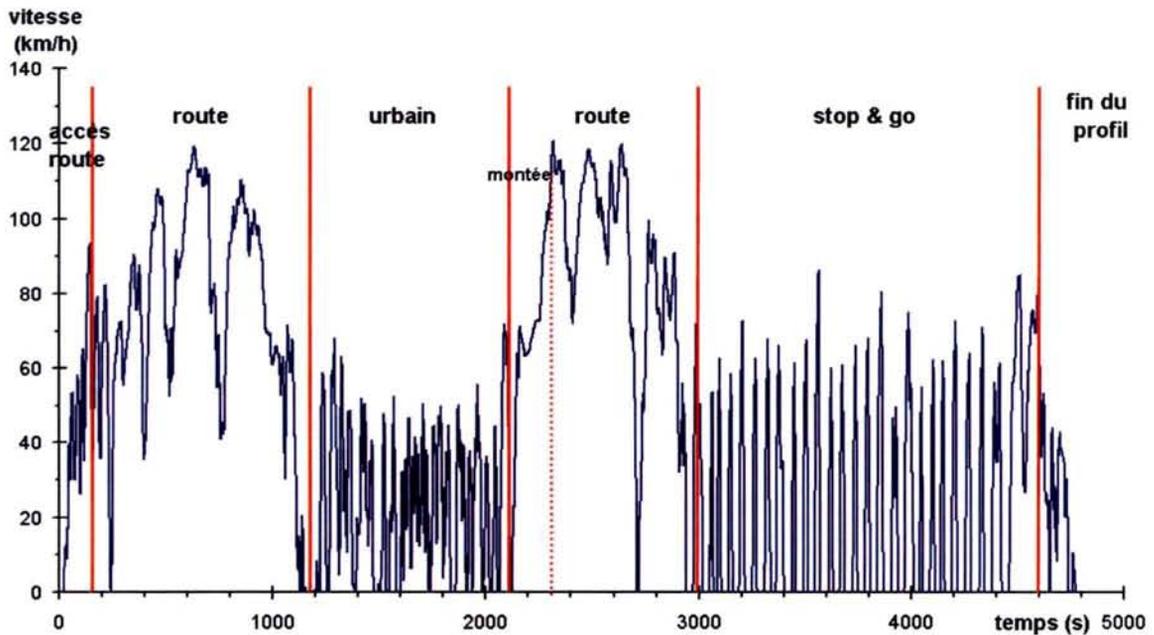


Fig.39: Représentation du profil de mission de référence Renault.

Il est également important de noter que les cycles européens ne dépassent que rarement les 20 min alors que celui-ci s'étale sur une durée d'environ 80 min (4800s), ce qui permet ainsi aux ingénieurs de contrôler, par la même occasion, l'autonomie du véhicule.

Des phases rapides (>100km/h) et des phases lentes se succèdent tout au long de ce parcours sur des niveaux topographiques plus ou moins importants. Ainsi, la phase urbaine se déroule sur un relief plat tandis que le début de la deuxième phase routière se déroule en montée.

Au regard du temps de parcours, plus long que les profils européens, et des fonctionnements rencontrés (montée, arrêt-démarrage, urbain...), il apparaît clairement que ce cycle est plus contraignant pour le véhicule que les précédents profils européens. De plus, il semble plus représentatif que les précédents profils, puisque le véhicule est utilisé en situation réelle et non sur banc d'essai, ce qui en fait un profil de référence pour cette étude de fiabilité des composants.

Néanmoins afin de vérifier l'hypothèse sur les contraintes appliquées au véhicule sur tel ou tel cycle, nous pouvons comparer, à titre indicatif, le régime moteur du véhicule sur plusieurs profils types et sur le profil de référence Renault, figure 40.

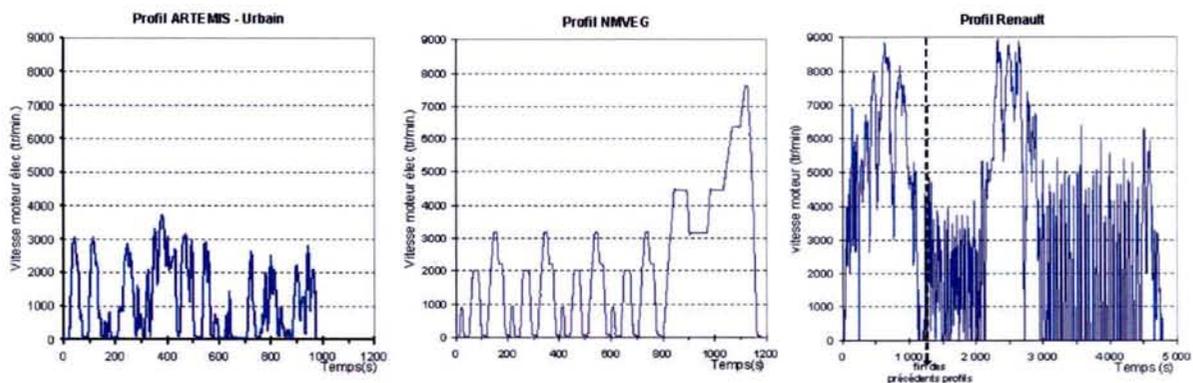


Fig.40: Régime moteur du véhicule électrique sur divers profils de mission

Nous pouvons constater que le cycle Renault, qui se joue sur 4800s, possède des variations du régime moteur plus importantes et en plus grand nombre, nous démontrant par la même occasion sa supériorité en terme de contraintes sur le moteur électrique et par conséquent sur l'onduleur de traction. Ce cycle sera donc utilisé pour l'étude de fiabilité des modules de puissance, vis-à-vis de la fatigue thermique, et sera considéré comme un cycle extrême de fiabilité. Par conséquent, si la résistance des modules est démontrée sur ce cycle type, elle le sera d'autant plus sur des profils plus standards.

7. Relevé des températures de puce sur véhicule

Une fois notre cycle de référence sélectionné, nous pouvons effectuer nos relevés de température. Le véhicule possédant l'onduleur instrumenté effectue donc le parcours tandis qu'un enregistreur récupère les grandeurs fournies par les différents appareils de mesure. Toutefois, de part la durée du profil et la capacité de stockage de l'enregistreur embarqué, la fréquence d'acquisition de ce dernier a dû être volontairement diminuée. Ainsi, un délai de 3 s entre chaque prise de mesure a été décidé. Conscient de l'impossibilité de relever de façon précise les variations rapides de certaines données comme la tension, le courant de phase, ou la température de puce, cette fréquence d'acquisition nous donne, toutefois, une bonne estimation des contraintes thermiques subies par les composants durant leur fonctionnement.

Comme nous l'avons détaillé dans le paragraphe 4, seules quelques puces ont été instrumentées. Ces quelques points de mesure nous permettent, toutefois, d'espérer des résultats exploitables, ceci malgré le risque de détérioration de certaines sondes pouvant subvenir sous l'effet des contraintes mécaniques et thermiques générées durant l'essai. En effet, rappelons que ces sondes sont placées sous le capot du véhicule, à proximité du moteur à combustion et de la machine électrique avec l'environnement sévère que l'on peut imaginer, tant au niveau mécanique que thermique.

Heureusement, au cours de cet essai, seule une fibre a cédé, nous permettant ainsi de recueillir suffisamment de données pour la poursuite de notre étude.

Sur la figure 41, nous représentons trois évolutions de température, celle d'une puce IGBT (T_j IGBT), celle de la semelle sous cette même puce (T_c IGBT), et celle d'une diode de ce même module (T_c DIODE).

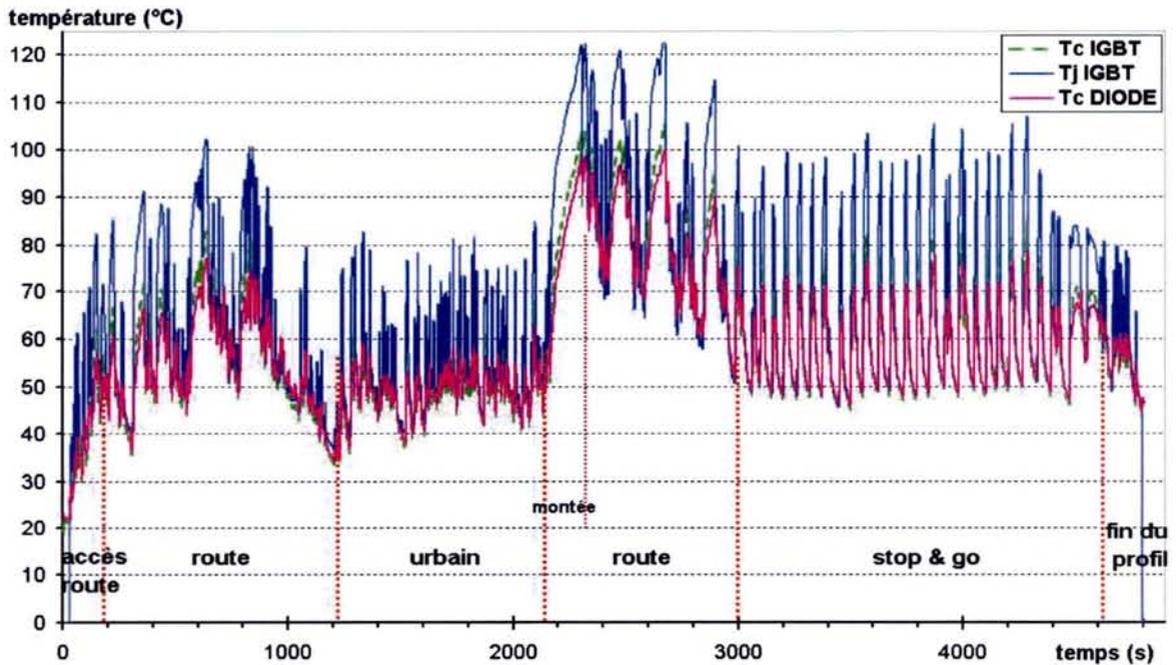


Fig.41: Courbes de température d'une puce silicium lors du profil de mission routier

Il apparaît clairement que ce profil de température présente une similitude évidente avec la courbe du régime moteur du véhicule. Cette caractéristique s'explique simplement par le fait que l'augmentation de vitesse du moteur, nécessite une augmentation de la puissance fournie par le convertisseur, produisant ainsi un échauffement des composants électroniques. Néanmoins, si l'on compare les deux phases routières, nous pouvons constater qu'à régime équivalent ($\approx 9000\text{tr/min}$), la deuxième présente des températures plus importantes, jusqu'à 122°C . Cette constatation est facilement démontrée par la présence d'un relief accentué à ce moment du profil, d'où une demande plus importante de puissance et par conséquent, des pertes plus conséquentes dans les modules.

Il est également important de noter que lors de la phase arrêt-démarrage (stop & go), les grandes variations de températures qui apparaissent sont dues à la succession des démarrages brusques, 28 au total.

Sur la figure 42, sont représentées sur une durée de 1000s, correspondant à la deuxième phase routière, les températures citées précédemment ainsi que la valeur efficace d'un des trois courants de phase. Evidemment, les courants les plus forts et durant les phases les plus longues produisent naturellement les températures les plus élevées.

Nous pouvons également noter, qu'au cours du cycle, la différence entre la température de la puce et celle de la semelle est d'environ 20°C .

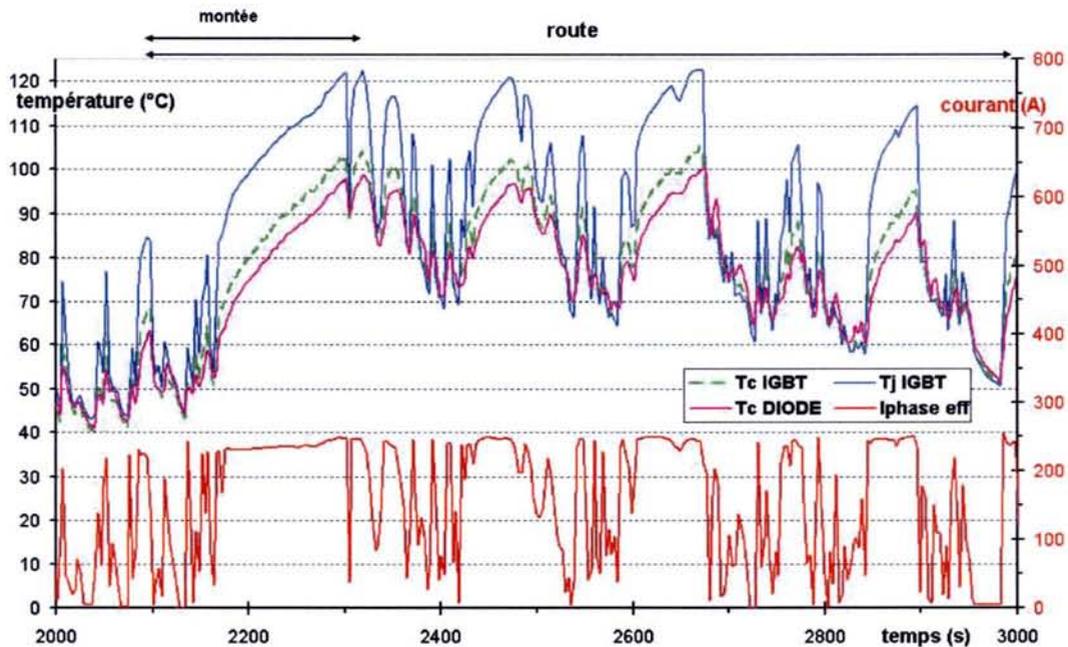


Fig.42: Courbes de température d'une puce silicium et courant dans une phase lors du profil de mission routier

8. Identification des contraintes thermiques sur différents profils de mission

Identifier les contraintes thermiques que subit le composant est une étape très importante de l'étude, car ce sont les données résultantes de cette analyse qui nous permettront de juger de la capacité ou non des composants à accomplir le nombre de profils de missions auxquels ils sont prédestinés. Par conséquent, une minutie toute particulière doit être apportée à la résolution de cette étape.

8.1 Principe

Nous avons vu à la fin du premier chapitre, avec les lois de Coffin-Manson et d'Arrhenius, que la durée de vie d'un composant, et d'un module de puissance en particulier, est directement liée aux variations thermiques et donc aux contraintes qu'il subissait.

Ces lois s'appliquent idéalement dans le cas où ces contraintes sont cycliques et symétriques, c'est-à-dire pour des variations positives et négatives de mêmes amplitudes et de durées égales, et avec l'hypothèse d'une loi d'accumulation de l'énergie de déformation, donc de la fatigue, linéaire. Cette dernière hypothèse signifie que quelque soit le niveau de contrainte atteint sur le module, le rapport entre la contrainte appliquée et l'énergie de déformation résultante est constant.

Dans le cas présent, nous tentons d'estimer la durée de vie de modules de puissance IGBT utilisés dans un onduleur de traction. Par conséquent, du fait du fonctionnement de cet onduleur et au vu du relevé de température effectué sur les puces silicium, nous pouvons constater que ces contraintes ne sont ni symétriques ni cycliques. Il est donc plus difficile

d'estimer la durée de vie sur ces composants que dans le cas d'école décrit à la fin du premier chapitre.

Néanmoins, en réalisant une analyse statistique de la courbe de température sur le profil de mission, nous pouvons obtenir une distribution de la température des puces et de la semelle du composant.

La détermination de cette distribution s'effectue avec l'extraction de toutes les variations de températures présentes dans le profil, suivi de la comptabilisation et du classement de ces valeurs. Ces données nous permettent par la suite d'établir un graphique illustrant le nombre de variations de température, pour chaque valeur d'amplitude. Sur ce graphique sont également représentés les résultats de cyclage thermique, données nécessaires pour l'estimation de la durée de vie des modules IGBT [CAR-01, COQ-01, CA1-01].

Plusieurs méthodes d'extraction peuvent être employées pour identifier ces contraintes et obtenir cette distribution de température. Nous en présenterons trois et nous comparerons les résultats obtenus d'après le profil de mission de référence représenté dans le paragraphe précédent.

8.2 Présentation des différentes méthodes d'extraction des variations de température

Rappelons que le cycle élémentaire d'une contrainte thermique est décomposé en deux phases de durée et d'amplitude égales, une phase d'application et une phase de relaxation de la contrainte thermique, matérialisées respectivement par la phase de montée en température et la phase de refroidissement du composant.

Si nous faisons une comparaison avec la thermique présente dans les modules de puissances en fonctionnement, comme ceux du véhicule, nous pouvons constater, d'après la figure 42, que ces cycles ne sont pas aussi symétriques que le cas idéal décrit précédemment.

Présentons, avec la figure 43, un cas représentatif de l'évolution de la température d'une puce silicium durant un cycle thermique lors de son fonctionnement, c'est à dire sur plusieurs secondes. Le pas d'échantillonnage est constant.

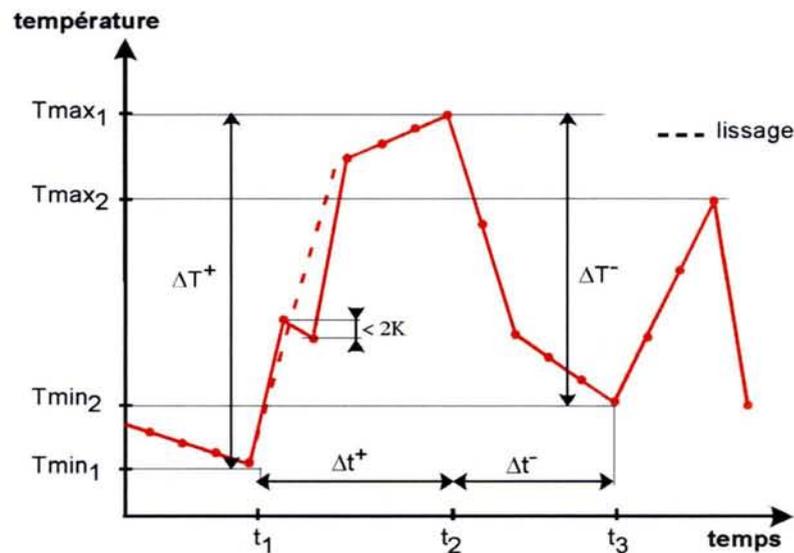


Fig.43: Cycle thermique de puce silicium IGBT lors du fonctionnement du convertisseur de traction

Cette courbe est tirée des relevés de températures effectués sur le véhicule. Il y apparaît différentes notations que nous pouvons détailler par les termes suivants.

ΔT^+ : variation positive du cycle thermique ($T_{\max_1} - T_{\min_1}$)

ΔT^- : variation négative du cycle thermique ($T_{\max_1} - T_{\min_2}$)

Δt^+ : durée de la variation positive ($t_2 - t_1$)

Δt^- : durée de la variation négative ($t_3 - t_2$)

Sur ce graphique, plusieurs remarques importantes peuvent être inscrites.

Notons, comme premier point, que dans le cas présent, la variation positive (ΔT^+) et la variation négative (ΔT^-) ne sont pas de même amplitude, à la différence d'un cycle classique.

Une autre constatation peut être relevée si nous comparons les temps de phase. En effet, à l'image des amplitudes, les durées de ces dernières ne sont pas égales. Nous sommes ainsi dans un cas typique où les phases sont asymétriques et les cycles successifs aperiodiques. Par conséquent, la pente de la variation positive ($\Delta T^+ / \Delta t^+$) peut être différente de celle de la variation négative ($\Delta T^- / \Delta t^-$).

Enfin une dernière remarque avec la valeur des extremums de températures atteints par les puces du composant (T_{\max} , T_{\min}). Ces valeurs peuvent varier de manière importante au cours du cycle, et même si ces composants possèdent un bon système de refroidissement, les valeurs positives peuvent dépasser la limite de température acceptable pour ce genre d'application, à savoir 125°C en continu pour les puces en fonctionnement.

Ces points montrent combien il est délicat d'obtenir la distribution de température et que le recours à un algorithme de calcul peut s'avérer d'une grande utilité pour l'extraction de ces variations. Il peut être réalisé à l'aide d'un code de calcul numérique (Fortran, C++...) ou manuellement dans le cas d'un profil simple. Néanmoins, la rigueur dans l'accomplissement de cette tâche est primordiale car elle est une pierre angulaire du processus de détermination de la durée de vie des modules IGBT utilisés.

Notons que ces remarques sont également valables dans le cas où nous relèverions l'évolution de la température de la semelle du composant à la verticale d'une puce silicium. Toutefois, à cause de l'impédance thermique présente entre la jonction et la semelle, ces variations sont moins élevées. Elles produisent néanmoins des contraintes sur les couches inférieures de l'empilement et notamment sur la brasure, du fait de sa fragilité vis-à-vis des cycles thermiques.

Dans le cas où ces variations sont de faibles amplitudes, du fait du peu de conséquences physiques sur les matériaux, nous décidons de négliger ces valeurs pour la détermination de la distribution de température. Ainsi, dans le cas de modules de forte puissance, nous décidons de fixer ce seuil de prise en compte des variations à 2K entre deux extremums consécutifs. Cette résolution se traduit graphiquement par un lissage du profil de température comme nous pouvons le remarquer avec la courbe en pointillé sur la figure 43.

Pour extraire ces variations, trois méthodes d'extraction sont présentées dans les paragraphes suivants. Elles sont significatives du choix qui s'offre à nous pour la réalisation de cette étape.

8.2.1 Méthodes des variations positives

Si nous regardons un cycle d'hystérésis élémentaire de contrainte/déformation, nous pouvons affirmer que la déformation engendrée par ce cycle est due à une application et à une relaxation d'une contrainte mécanique ou thermomécanique. Dans ce cas classique, les deux phases possèdent des amplitudes identiques, bien que leur variation soit contraire. Par

conséquent, pour un cycle thermique, la valeur de l'amplitude de la contrainte thermique (ΔT) correspond à la valeur de la variation positive (ΔT^+). Ainsi, pour un cycle, nous en tirons l'expression suivante.

$$\Delta T = \Delta T^+ \quad (8.1)$$

Par conséquent, dans le cas d'un profil formé d'une succession de cycles simples, dont la somme des variations positives correspond à la somme des variations négatives, nous pouvons affirmer que le nombre de cycles présents correspond au nombre de variations positives. De plus, pour déterminer le nombre de cycles possédant la même amplitude, il suffit de comptabiliser et de classer les variations positives présent sur la totalité de ce profil de température.

Cette méthode se présentant ainsi sous une forme simple, il devient possible de l'appliquer sans l'aide de programme de calcul, pour peu que le profil étudié soit simple et que l'on fasse preuve de minutie. Pour cela il suffit de sommer les variations positives de même amplitude puis de les classer par ordre croissant de valeur d'amplitude.

Ainsi, pour une succession de cycles, correspondant donc à un profil, nous en tirons l'expression suivante.

$$N_{\Delta T_i} = \sum \Delta T_i^+ \quad (8.2)$$

où $N_{\Delta T_i}$ est le nombre de cycles thermiques d'amplitude i , ΔT_i^+ est l'amplitude positive d'amplitude i sachant que i peut varier de 2 à environ 80 K pour les modules soumis à de fortes contraintes thermiques.

En conclusion, nous pouvons dire que cette méthode s'applique particulièrement bien dans le cas spécifique où nous relevons des variations positives et négatives de même amplitude tout au long du profil de températures.

8.2.2 Méthodes des variations positives et négatives

La méthode, quelque peu réductrice, de recensement et de classement des cycles de variations thermiques, nous amène à commettre des erreurs sur la distribution de température dans le cas d'un profil de température réel possédant des cycles asymétriques. Par conséquent, pour palier à ces erreurs nous décidons de prendre en compte, non seulement les variations positives, mais également les négatives. Toutes ces évolutions sont recensées et classées suivant leur amplitude.

Dans le cas d'un cycle élémentaire, nous pouvons transformer l'équation (8.1) en l'équation suivante.

$$\Delta T = \frac{\Delta T^+ + \Delta T^-}{2} \quad (8.3)$$

Il est clair que pour un cycle idéal, c'est-à-dire symétrique ($\Delta T^+ = \Delta T^-$), l'équation (8.1) et (8.3) ne se différencie pas par leur résultat. Par contre, si nous avons un cycle, asymétrique, c'est-à-dire plus proche des relevés effectués, la variation obtenue par l'équation (8.3) prend une autre valeur que celle de l'équation (8.1) et tend à minimiser les erreurs.

A présent, si nous appliquons cette méthode sur l'ensemble d'un profil, en dissociant donc les variations positives et négatives et que nous procédons à une addition des variations de même

amplitudes, nous obtenons ainsi une classification des cycles élémentaires de fatigue pour tout ce profil, représentée par la distribution de température totale.

Cette méthodologie, réalisée sur tout le profil, peut se résumer à l'application de l'expression suivante.

$$N_{\Delta T_i} = \frac{\sum \Delta T_i^+ + \sum \Delta T_i^-}{2} \quad (8.4)$$

où $N_{\Delta T_i}$ est le nombre de variations d'amplitude i , ΔT_i^+ est l'amplitude positive d'amplitude i et ΔT_i^- est l'amplitude négative d'amplitude i .

Notons que pour appliquer cette méthode, nous devons être dans le cas où la somme des amplitudes des variations positives correspond à celle des variations négatives. Autrement dit, la température à la fin du profil est égale à celle du début. Cette condition nous amène à pouvoir moyenner les variations positives et négatives sur tout le profil et non pas uniquement sur les variations successives.

En plus de l'amplitude thermique des variations de profil, grâce à la donnée supplémentaire relevée avec cette méthode (ΔT^+), nous pouvons comparer les temps d'application (Δt^+) et de relaxation de la température (Δt^-) au sein du module. Ainsi, les durées qui n'étaient jusque là pas prises en compte peuvent nous donner une information supplémentaire sur le profil. En effet, si nous relevons deux durées différentes pour deux amplitudes équivalentes, positives ou négatives, nous pouvons affirmer que la variation possédant le temps le plus court est plus contraignant pour le composant. Même si cette donnée est difficilement quantifiable vis-à-vis de la fatigue thermique, nous pouvons toutefois comparer ces grandeurs sur différents profils, a priori identiques du point de vue des variations thermiques. Par conséquent, en plus des variations, un classement des durées peut être réalisé avec cette méthode.

8.2.3 Méthodes des variations moyennes successives

Par rapport à la méthode précédente, celle-ci ne découple pas les variations positives et négatives sur tout le cycle, mais effectue un relevé de chaque amplitude successive. Ainsi, à chaque amplitude positive mesurée nous regardons l'amplitude négative qui succède [CIA-02]. Par conséquent, nous recomposons les cycles thermiques et nous pouvons identifier chacun d'eux sur la durée du profil, et nous pouvons, en plus de la durée de variation, déterminer le niveau de température à laquelle ce cycle a été réalisé.

Alors que sur un cycle élémentaire, la valeur de l'amplitude de ce cycle se résume à l'équation 8.3, dans le cas d'un profil entier, nous différencions les variations positives et négatives qui ne sont pas successives. Ainsi nous pouvons détailler cette méthode par l'expression suivante.

$$N_{\Delta T_i} = \sum \frac{\Delta T^+ + \Delta T^-}{2} \quad (8.5)$$

où $N_{\Delta T_i}$ est le nombre de variations d'amplitude i , ΔT^+ est l'amplitude positive d'un cycle thermique et ΔT^- est l'amplitude négative qui succède à la variation positive.

Grâce à cette méthode, nous possédons un maximum d'information sur le profil, puisque nous avons la possibilité de prendre en compte les durées de variations de chaque cycle thermique,

le temps auquel ils débutent, ainsi que la température maximale atteinte. Ces informations nous renseignent donc sur le profil dans son intégralité et nous permettent, de même qu'avec la méthode précédente, de comparer plusieurs profils réalisés avec le même véhicule et les mêmes composants.

8.3 Application des méthodes de distribution sur le profil de référence Renault

Maintenant que nous avons détaillé les méthodes pour obtenir la distribution de température d'un profil, nous allons les appliquer aux températures relevées sur le véhicule lors du profil de mission routier de référence.

Un algorithme de calcul, réalisé en Fortran, exécute ces différentes méthodes et nous permet ainsi d'appliquer la rigueur informatique nécessaire à cette étape de détermination.

Avant de faire figurer ces résultats sur un graphique présentant le nombre de cycles en fonction de l'amplitude de ces cycles, $N = f(\Delta T)$, nous devons appliquer un coefficient de durée de vie sur cette distribution afin de nous placer dans les conditions de vie entière du véhicule requise par le constructeur. Ainsi, les résultats présentés ne le sont pas uniquement sur un cycle, mais sur toute la vie du véhicule. Nous détaillons ce coefficient à appliquer par l'équation suivante

$$\eta = \frac{Nf_r}{D_{pm}} \quad (8.6)$$

où η est le coefficient multiplicateur à utiliser sur la distribution afin d'obtenir la durée de vie requise, Nf_r est la durée de vie requise par le constructeur, D_{pm} est la durée du profil considéré. Dans le cas du véhicule hybride, les exigences demandées en terme de durée de fonctionnement sont de 5000 à 7000h (voir paragraphe 2.1), soit entre 18.10^6 s et $25.2.10^6$ s. Ainsi, dans le cas d'une demande de durée de vie de 5000h, si nous considérons un profil d'une durée de 4800s, comme celui défini précédemment, η prend la valeur 3750, tandis qu'il est de 5250 pour 7000h.

Ce coefficient déterminé, nous pouvons l'appliquer à chaque valeur de la distribution de température du profil, que nous représentons par la fonction de distribution $\delta_p(\Delta T)$. Ce qui nous amène à l'expression suivante.

$$\delta_{pp}(\Delta T) = \eta \cdot \delta_p(\Delta T) \quad (8.7)$$

où $\delta_p(\Delta T)$ est la fonction de distribution sur la durée d'un profil et $\delta_{pp}(\Delta T)$ est la fonction de distribution sur la durée de vie requise, soit 3750 profils, pour 5000h de fonctionnement.

Seules deux mesures thermiques sont analysées, une mesure de jonction (T_j) et une mesure de semelle (T_c) pour la même puce. Dans le cas présent, il s'agit d'une puce IGBT.

Rappelons, que du fait du nombre important de grandeurs physiques relevées durant cette campagne de mesure sur véhicule, la fréquence d'échantillonnage a été volontairement réduite. Ainsi, tout au long du profil, nous ne pourrions relever qu'une mesure toutes les 3 secondes, ce qui, nous en sommes conscient, est peu.

Afin d'augmenter la clarté du graphique de distribution et éviter la représentation d'un grand nombre de données, le nombre de cycles est classé en ordre croissant par pallier de 5K. Ainsi, 20 classes, d'amplitude 5K, figurent sur les courbes de distribution, avec un minimum de 2 K pour la première classe (2-5K, 6-10K, 11-15K...96-100K). Sur chaque graphique, les 2 cas de figure, valeur basse (5000h) et valeur haute (7000h), de durée de vie requise sont représentés.

En plus des histogrammes de distribution, des graphiques visant à éclairer le lecteur sur le niveau de contraintes obtenus avec chaque méthode, sont présentés par des diagrammes circulaires dans lesquels le rapport de chaque classe de température par rapport au nombre total de variations est présenté en pourcentage.

D'autres informations à titre indicatif sont également fournies, comme la durée totale du cycle, la valeur max de température durant le profil...

8.3.1 Distribution de température d'après les variations positives

Le résultat de cette méthode appliquée au profil de référence Renault pour chaque exigence de durée de vie (5000 et 7000h) est représenté par les figures 44 à 47.

8.3.1.1 Application sur les températures de jonction

D'après ces résultats obtenus suite à l'analyse du profil, figure 44, nous pouvons remarquer que les plus grands nombres de variations se situent à des valeurs comprises entre 20 et 30K. Même si nous déterminons 130 000 variations positives à une valeur inférieure à 5K, du fait de cette faible valeur, ces variations prennent peu d'importance par rapport aux autres valeurs. En comparaison à cette classe d'amplitude, nous pouvons par contre identifier quelques milliers d'amplitudes comprises entre 66 et 70K correspondant, si l'on visualise le profil routier, à la phase de montée durant la deuxième portion routière.

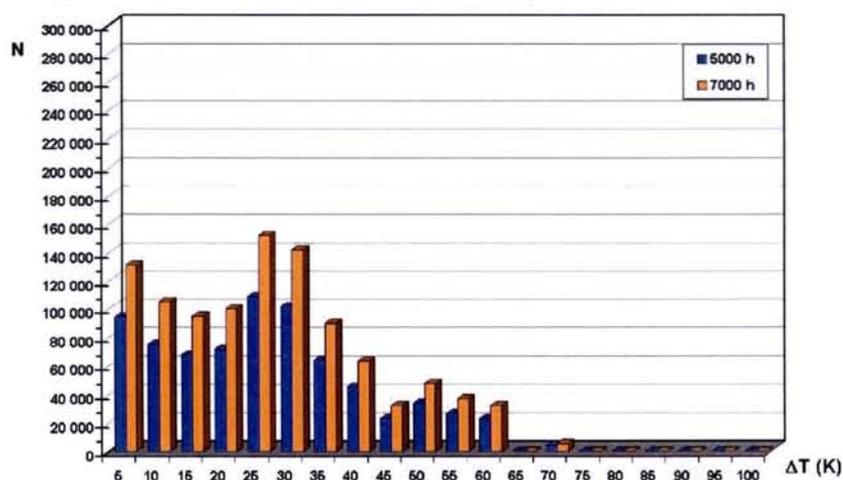


Fig.44: Distributions de la température d'une puce IGBT sur le profil routier de référence Renault

Ces constatations sur la proportion du nombre de variation pour chaque classe s'illustre de façon claire avec le graphique suivant. Il apparaît sur ce dernier, qu'environ 1/3 des variations se situe entre 20 et 30K comme nous avons pu le voir sur le graphique précédent. Tandis que les variations supérieures à 66K ne représentent que 1% de la totalité des amplitudes.

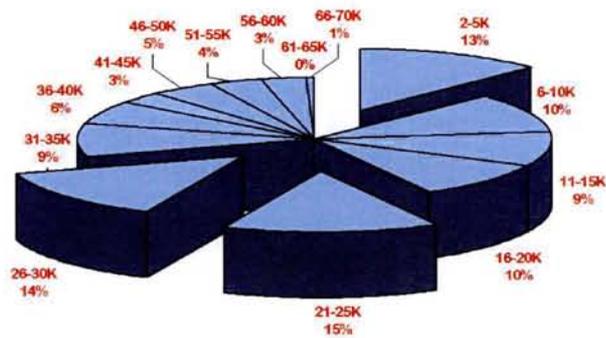


Fig.45: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de puce IGBT.

Nous pouvons compléter ces données avec les informations suivantes :

- Durée totale du profil : 4806 s
- Température max atteinte : 122 °C
- Nombre total de variations : 196
- Valeur moyenne des variations positives : 24K
- Temps moyen des variations : 9s
- Pourcentage de la durée des variations positives par rapport à la durée totale: 37%

8.3.1.2 Application sur les températures de semelle

Concernant les températures de la semelle, des différences sont à noter. En effet, alors que pour les températures de puces, le nombre maximal de variations est de 150 000 (figure 44), pour celui de la semelle, ce nombre atteint 290 000 (figure 46). Une explication peut être donnée avec la notion de résistance thermique présente entre la jonction et la semelle. Cette résistance, tend à réduire l'amplitude des fortes variations et augmenter ainsi le nombre des variations de plus faible amplitude ($\approx 15K$) comme celles relevées sur la figure suivante. Ainsi, le niveau des contraintes se trouve abaissé en amplitude mais élevé en nombre.

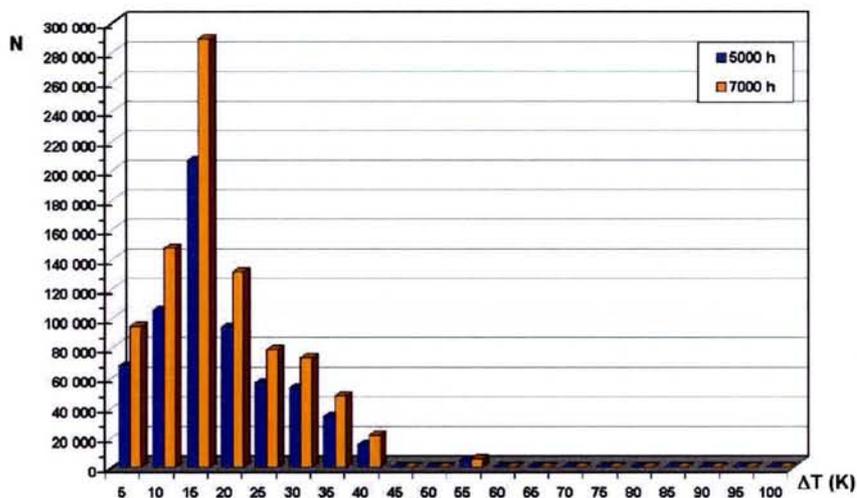


Fig.46: Distributions de la température de la semelle sous une puce IGBT sur le profil routier de référence Renault

Ces écarts entre ces résultats et la distribution déterminée d'après les mesures sur puce, sont clairement identifiés avec la figure 47, puisque la proportion des variations relevées sur cette distribution atteint 50% pour les valeurs d'amplitudes comprises entre 6 et 15K. Le nombre de

faibles variations prend donc une part prépondérante dans la plage de variations balayée par ce profil de température.

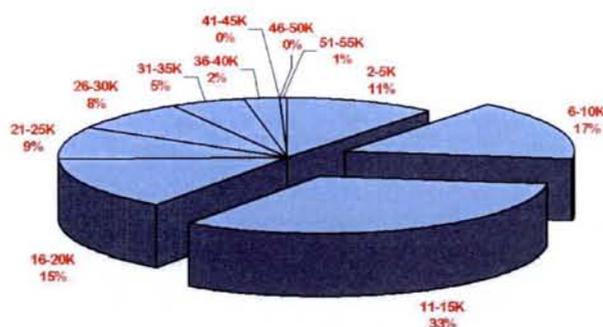


Fig.47: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de semelle IGBT.

De même que pour les puces, nous pouvons compléter ces données avec les informations suivantes :

- Durée totale du profil : 4806 s
- Température max atteinte durant le profil: 105 °C
- Nombre total de variations : 169
- Valeur moyenne des variations positives : 15.5K
- Temps moyen des variations : 11s
- Pourcentage de la durée des variations positives par rapport à la durée totale: 38%

8.3.2 Distribution de température d'après les variations positives et négatives

8.3.2.1 Application sur les températures de jonction

Si nous comparons les résultats de cette méthode pour la jonction (fig.48) avec ceux de la méthode précédente (fig.44), nous pouvons remarquer que les valeurs obtenues ici sont légèrement moins contrastées d'une classe de variation à l'autre. Les nombres de cycles d'une méthode à l'autre sont bien évidemment identiques (196), mais la composante négative dans cette méthode tend à uniformiser la distribution résultante, mettant en évidence la dissymétrie des cycles thermiques au cours du profil

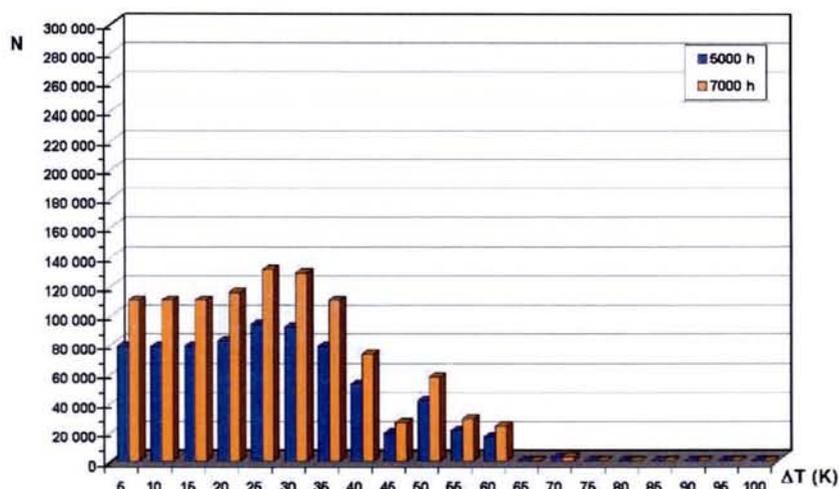


Fig.48: Distributions de la température d'une puce IGBT sur le profil routier de référence Renault

Ces constatations se démontrent sur la figure 49 avec le peu d'écart qui existe entre une classe de température et une autre, jusqu'à 35 K.

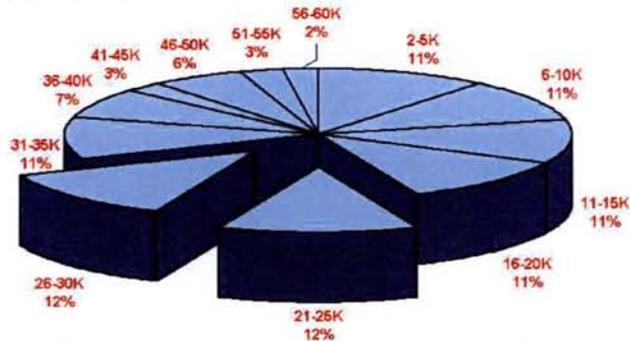


Fig.49: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de puce IGBT.

8.3.2.2 Application sur les températures de semelle

Le fait que nous constatons dans le paragraphe précédent se démarque encore plus ici avec la réduction flagrante du nombre de variations pour les valeurs 11-15K. Nous passons ainsi d'environ 290 keycycles à moins de 240 keycycles pour cette amplitude.

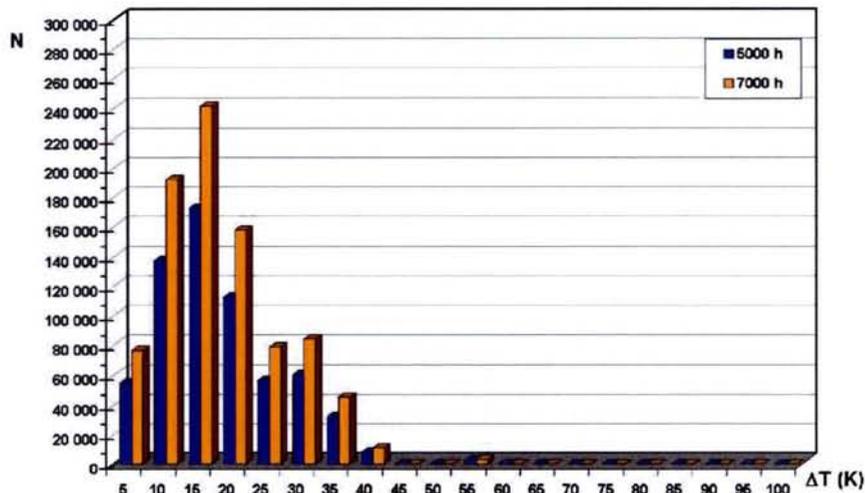


Fig.50: Distributions de la température de la semelle sur une puce IGBT durant le profil routier de référence Renault

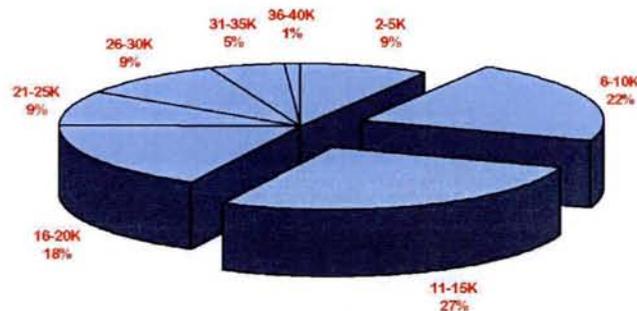


Fig.51: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de semelle IGBT.

8.3.3 Distribution de température d'après les variations moyennes successives

8.3.3.1 Application sur les températures de jonction

Nous avons vu dans le paragraphe 8.2.3, qu'avec cette méthode, nous recomposons les cycles thermiques en mesurant les variations positives et négatives qui se succédaient. Cette technique permet d'estimer de façon réaliste la variation moyenne qui apparaît au cours d'un cycle.

Dans le cas de ce profil de référence, nous pouvons remarquer que par rapport à une détermination simpliste comme la méthode des variations positives, nous augmentons certaines valeurs de classes tandis que nous en réduisons certaines autres. Par exemples pour les faibles variations (<5K) nous estimons leur nombre à environ 80 000 tandis que pour la première méthode nous l'avions estimé à près de 130 000. Une autre amplitude, celle à 40K, a également été réduite, cette fois d'un facteur 2, tandis que l'amplitude à 70K a été annulée. A l'inverse, les classes 21-25K et 26-30K sont restées inchangées.

Quant aux durées des cycles, elles sont évidemment différentes des autres méthodes. Nous atteignons avec cette méthode 24 s tandis que la première méthode l'estime à 9s pour les variations positives. L'amplitude moyenne reste identique à 24K.

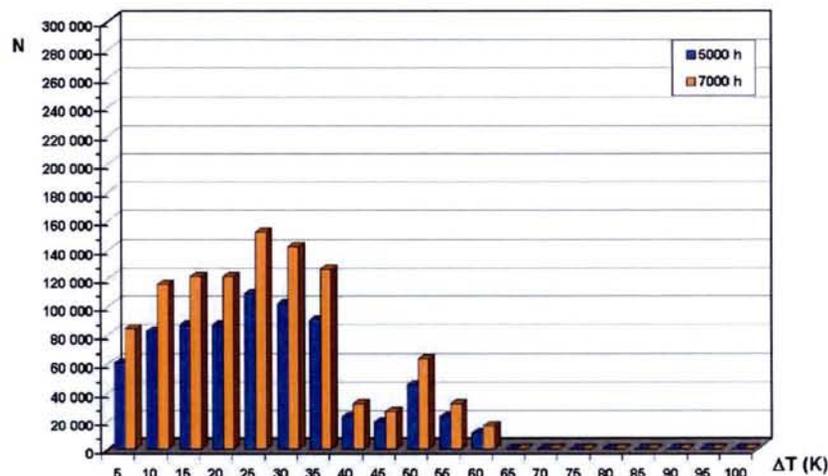


Fig.52: Distributions de la température d'une puce IGBT sur le profil routier de référence Renault

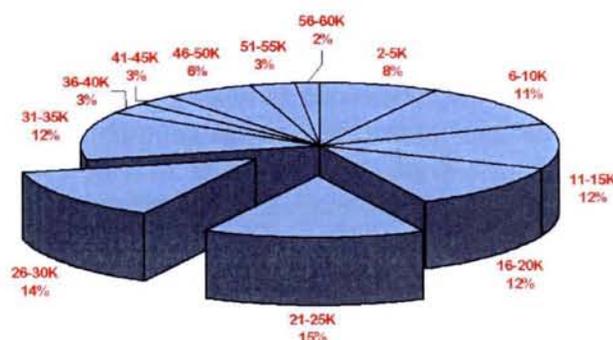


Fig.53: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de puce IGBT.

8.3.3.2 Application sur les températures de semelle

Pour ces mesures, par rapport à la première méthode et même par rapport à la deuxième, nous pouvons remarquer que l'estimation donnée par celle-ci augmente de façon importante la classe 16-20K. Nous estimons ainsi leur nombre à plus de 220 000 alors que précédemment nous estimions moins de 130 keycles.

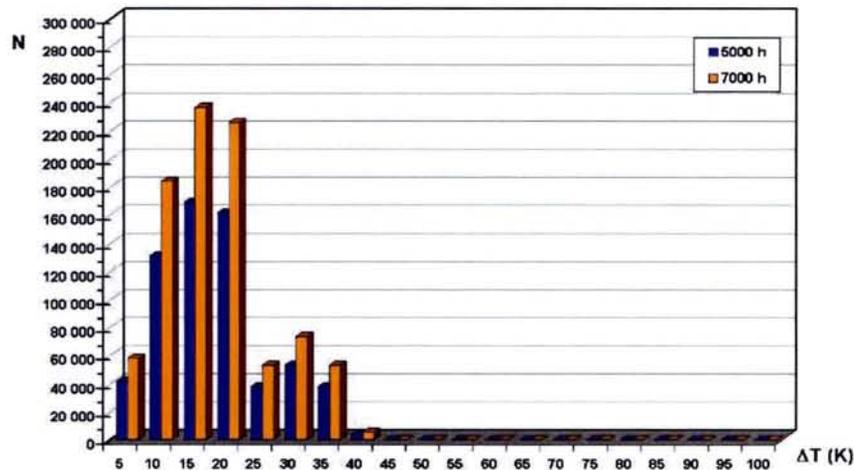


Fig.54: Distributions de la température de la semelle sous une puce IGBT sur le profil routier de référence Renault

Cette nouvelle estimation nous amène à considérer plus de 50 % des cycles compris entre 11 et 20K comme l'illustre la figure 55.

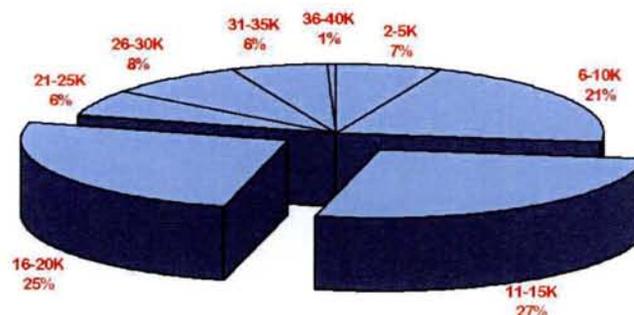


Fig.55: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de semelle IGBT.

Rappel :

Le grand avantage de cette méthode, nous le répétons, est de pouvoir obtenir toutes les informations susceptibles de nous renseigner sur les contraintes subies par les composants durant un profil. En effet, pour chaque cycle, sa durée, la température maximale atteinte, sa variation sont calculées. Ainsi, ces informations nous permettent de dresser un nouveau graphique, qu'il n'est pas possible d'établir avec les autres méthodes ou alors de façon trop approximative pour pouvoir être exploité correctement et pouvoir apporter un jugement objectif des contraintes mesurées. Ce graphique, dans lequel figurent chacune des données citées précédemment, nous permet, non pas de donner le niveau de contraintes, mais de comparer les contraintes de différents profils de température (NMVEG, HYZEM...) et de pouvoir ainsi affirmer si un profil est plus contraignant qu'un autre.

Nous pouvons imaginer, pour ce graphique, que le choix des axes est important pour juger du degré de contrainte. Ne connaissant pas réellement les liens qui existent entre l'amplitude des variations mesurées et le niveau auquel se produit ces variations, défini par la valeur max atteinte, nous optons pour une valeur simplifiée, à savoir le produit $\Delta T.T_{max}$ en $K.^{\circ}C$. Cette valeur définit ainsi un premier indicateur de contrainte et figure sur le graphique comme l'axe des ordonnées. L'axe des abscisses reflète, quant à lui, la notion de temps de variations et peut être exprimé par $\Delta T/\Delta t$ ($K.s^{-1}$). Il définit donc notre deuxième indicateur de contrainte.

Cette représentation des contraintes s'applique sur notre profil de référence, grâce à cette méthode de détermination de la distribution de température, et peut s'illustrer par la figure 56.

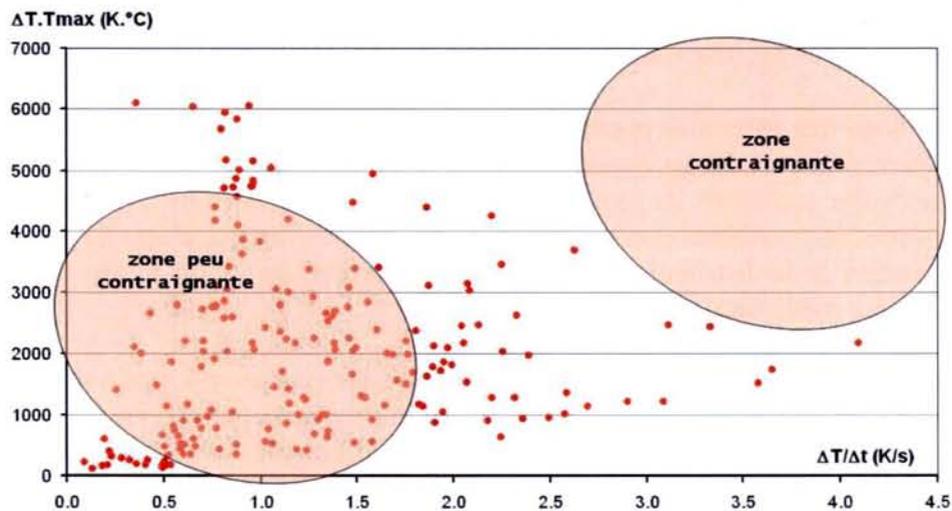


Fig.56: Représentation originale et simplifiée des contraintes générées par le profil de température de référence Renault pour les puces IGBT (1 mesure/3s).

Chaque point figurant sur ce graphique représente une variation obtenue par la méthode des variations moyennes successives. Ainsi, comme nous avons pu le dénombrer précédemment, 196 points sont représentés ici. Toutefois, rappelons que pour cet essai, la fréquence d'acquisition est faible et correspond à 1 mesure/3s. Par conséquent, nous pouvons raisonnablement penser que des variations rapides de température, matérialisées par des points supplémentaires dans la partie supérieure droite, sont manquantes sur ce graphique. Cependant, grâce à cette représentation, nous pouvons juger du degré de contraintes d'un profil par rapport à un ou plusieurs autres profils pour le même type de mesure, puce ou semelle.

Si la majorité des données calculées sont présentes dans la partie supérieure droite du graphique, nous pouvons dire que le profil étudié est plus contraignant que si ces points figuraient dans le coin inférieur gauche, là où les variations sont les plus faibles en amplitude et les plus longues en temps.

Bien entendu, les limites entre les zones contraignantes et peu contraignantes sont mal définies, et ce graphique ne peut être utilisé qu'à titre de comparatif entre plusieurs profils et pour une plage de température communément rencontrée dans les applications conventionnelles, soit pour un max de température compris entre 50 et 150°C.

Ce graphique nous servira par la suite pour estimer le degré de contraintes sur plusieurs profils pour le même type de module de puissance.

8.3.4. Interprétation des résultats obtenus d'après les différentes méthodes de distribution

Nous avons, au cours des paragraphes précédents, présenté différentes méthodes d'extraction de la distribution de température de profils de mission. Ces méthodes ont été appliquées sur le profil de référence Renault, obtenu d'après des mesures thermiques des puces et de la semelle des composants. Nous avons pu constater que dans le cas de la méthode des variations positives, cette procédure d'extraction, relativement simpliste, s'appliquait très bien pour les cycles thermiques symétriques, c'est-à-dire possédant une variation positive et négative de même amplitude. Malheureusement, elle s'applique assez mal pour les profils plus complexes et génère par conséquent des erreurs sur la distribution qui peuvent, soit maximiser, soit minimiser le nombre de variations relevées au cours du profil, suivant qu'il y ait plus de variations positives ou de variations négatives.

Pour la méthode des variations positives et négatives, les nombres corrects de variation (ΔT^+ et ΔT^-) sont relevés mais le regroupement de ces deux valeurs est quant à lui trop réducteur et néglige les cycles successifs au profit de cycles globalisés, matérialisés par la sommation de toutes les variations positives et négatives du même ordre. Ainsi, une fois de plus, ce procédé de détermination de la distribution va engendrer des erreurs, toutefois moins importantes que pour la première méthode.

La troisième méthode, faisant la détermination des variations positives et négatives successives et par conséquent pour un seul cycle à la fois, nous permet, en plus de mesurer de manière réaliste les variations des cycles thermiques, d'obtenir des informations temporelles, qui nous étaient jusque là impossible à déterminer. Ces informations de durées nous permettent de compléter les données de contraintes et de pouvoir ainsi tracer un graphique original qui peut identifier les profils plus ou moins contraignants pour des composants identiques (voir figure 56).

Il apparaît clairement que l'interprétation des résultats peut être discutée à cause de la lente fréquence d'acquisition des mesures thermiques ($1/f=T=3s$). En effet, comme les puces silicium réagissent rapidement à la variation de puissance, du fait de leur faible constante de temps thermique (proches de la milliseconde), de nombreux pics de température sont vraisemblablement présents durant le profil. Malheureusement, une partie de ces données thermiques n'est pas relevée avec ces sondes, du fait de cette fréquence, et est donc absente de nos courbes de température. Le profil thermique et par conséquent la distribution des températures de puce peut paraître ainsi lissée et par conséquent moins précise.

Néanmoins, dans le cas de la semelle, comme les constantes de temps des couches inférieures sont plus élevées que pour les puces (quelques secondes), nous estimons que le profil relevé est plus proche de la réalité. Les erreurs sont donc minimisées.

Par conséquent, il est important de garder à l'esprit cette notion de fréquence d'acquisition lors de l'interprétation des résultats qui seront faite à l'issue de cette estimation de la durée de vie des composants.

8.4 Application de la méthode des variations moyennes successives sur d'autres profils de mission routier

Afin de mieux se rendre compte des différences de contraintes qui peuvent exister entre plusieurs profils, des modules de puissance du même fabricant et de la même gamme de puissance ont été placés sur des bancs d'endurance de moteur de la société Renault. Ces bancs

reproduisent les conditions de fonctionnement d'un véhicule, sans toutefois associer l'aspect vibration. C'est grâce à la présence d'une chaîne de traction purement électrique, dont le fonctionnement est totalement programmable, que nous pouvons reproduire des profils de mission. Ainsi, tous les éléments nécessaires au fonctionnement d'un moteur électrique de traction sont présents, de l'alimentation, en passant évidemment par l'onduleur, puisqu'il s'agit de l'élément principal étudié, mais également du moteur électrique et de la charge matérialisée par un alternateur. Ces bancs, entièrement programmables et destinés au test et à l'endurance des moteurs électriques, sont utilisés, dans le cas présent, comme outil de reproduction de profil de mission européen, tel que NMVEG ou autre (voir paragraphe 6).

Ainsi, après avoir instrumenté un autre onduleur de traction avec des nouvelles fibres optiques et des thermocouples, placés sur les puces silicium et dans la semelle des modules, nous pouvons lancer les campagnes de mesures. Pour ces essais, grâce à de nouveaux enregistreurs de données, la fréquence d'acquisition des sondes optiques a pu être abaissée à 0.5 seconde au lieu des 3 secondes lors des essais précédents sur véhicule. Cette nouvelle fréquence nous permet d'espérer des données plus complètes quant à l'évolution des températures de puces et de semelle.

Le cycle de référence Renault, du fait de la complexité apparente dans ces diverses phases, n'a pu être reproduit sur ce banc de test. De plus, du fait de la différence entre la chaîne de traction du véhicule (hybride) et celle du banc (purement électrique), il ne nous est pas permis de comparer ce même profil sur ces deux chaînes. Par contre, des profils européens standards, dédiés à ces types d'essais sur banc, ont pu être menés sur cette chaîne de traction avec ces modules. Les deux profils choisis sont les profils ARTEMIS (urbain, route, autoroute) et NMVEG.

8.4.1 Distribution des températures sur le profil ARTEMIS

Nous avons pu constater dans les paragraphes précédents que le profil ARTEMIS est composé de plusieurs portions qui peuvent être différenciées suivant le type de trafic et la vitesse du véhicule lors du roulage. Ainsi, les différentes phases (urbaine, routière et autoroutière) ont été reproduites sur le banc d'essais. La proportion de représentation de ces phases sur l'ensemble de la durée de vie du véhicule (5000 h de fonctionnement) est normalisée et correspond aux ratios suivants.

- Phase urbaine : 70 % de la durée de vie.
- Phase routière : 20 % de la durée de vie.
- Phase autoroutière : 10 % de la durée de vie.

Dans le cas d'une puce IGBT, nous pouvons fournir les données suivantes.

	Durée de la phase (s)	Température max (°C)	Nombre de variations	Valeur moyenne des variations (K)	Durée moyenne des variations (s)
Urbain	972 s	72.5	74	12	13
Routier	1084 s	64.5	55	8.5	19
Autoroutier	1070 s	62.5	42	8	24

Tab.8: Informations déduites des phases du profil ARTEMIS

Ainsi, en cumulant les résultats obtenus sur ces trois phases, et dans le cas d'une durée de vie du véhicule de 5000h, nous obtenons la courbe de distribution suivante, pour les températures de jonction IGBT et de semelle sous cette même puce.

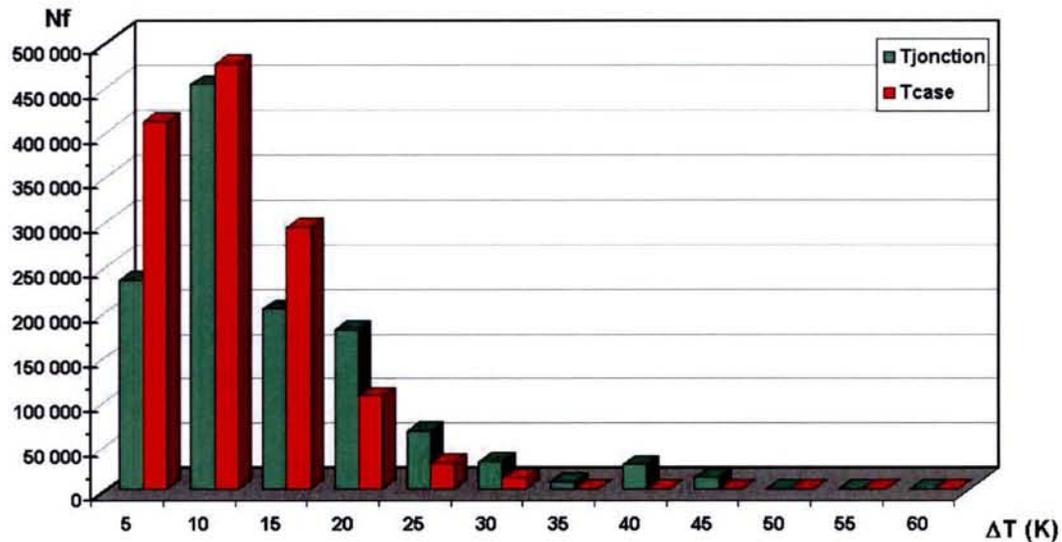


Fig.57: Distribution de la température de jonction IGBT et de semelle sur le profil ARTEMIS, pour 5000h de fonctionnement.

Si nous comparons ce graphique avec les graphiques des figures 52 et 54, pour le profil Renault, nous pouvons remarquer que le nombre de variations thermiques que va endurer le composant durant sa vie (5000h) est environ 2 à 3 fois supérieur par rapport au profil Renault. Néanmoins, ces variations sont de petites amplitudes (<30K) et induisent par conséquent moins de contraintes thermiques que ce dernier. Nous pouvons d'ailleurs vérifier cette hypothèse en prenant en compte toutes les données nécessaires à cette détermination, (température max, temps) et en traçant le graphique suivant.

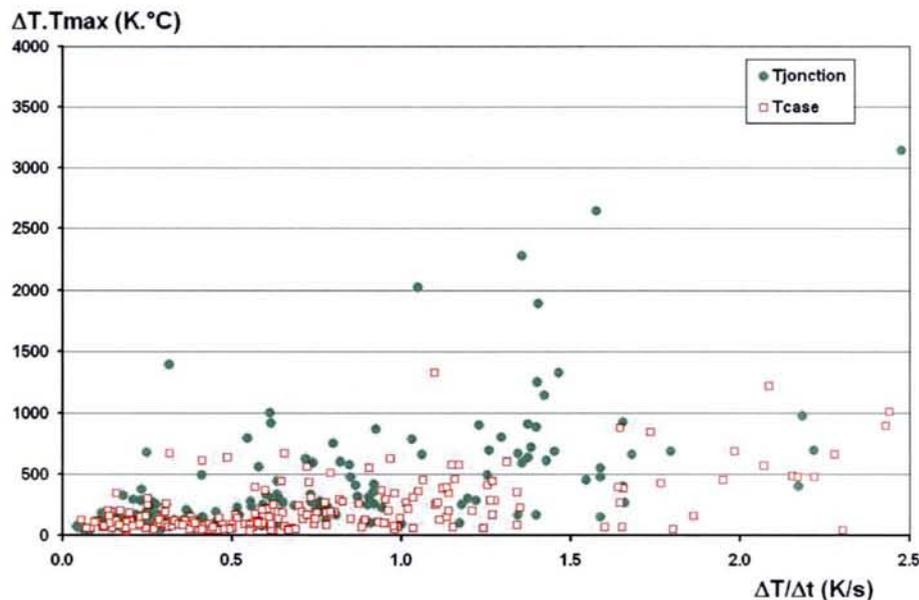


Fig.58: Graphique des contraintes générées sur le profil ARTEMIS pour les températures de jonction et de semelle, pour 5000h de fonctionnement.

Pour ce graphique et celui de la figure 56, le nombre de variations est quasiment équivalent. Toutefois, si nous observons les axes, nous pouvons remarquer que les contraintes générées par ce profil, et matérialisées par chaque point sur ce graphique, atteignent des valeurs moins importantes que pour le profil Renault, démontrant ainsi ce qui pouvait être pressenti avec la précédente figure.

8.4.2 Distribution des températures sur le profil NMVEG

Le profil NMVEG se présente sous un aspect plus simple que les profils précédents, voir figure 36. Nous pouvons d'ailleurs le remarquer grâce au nombre de variations présents sur ce profil, puisque seuls 51 cycles thermiques sont relevés sur ce profil, ce qui est moins important que les deux précédents. De plus, si l'on regarde la distribution effectuée, nous pouvons constater qu'il n'existe que de faibles amplitudes de variations pour la température de puce comme pour celle de la semelle.

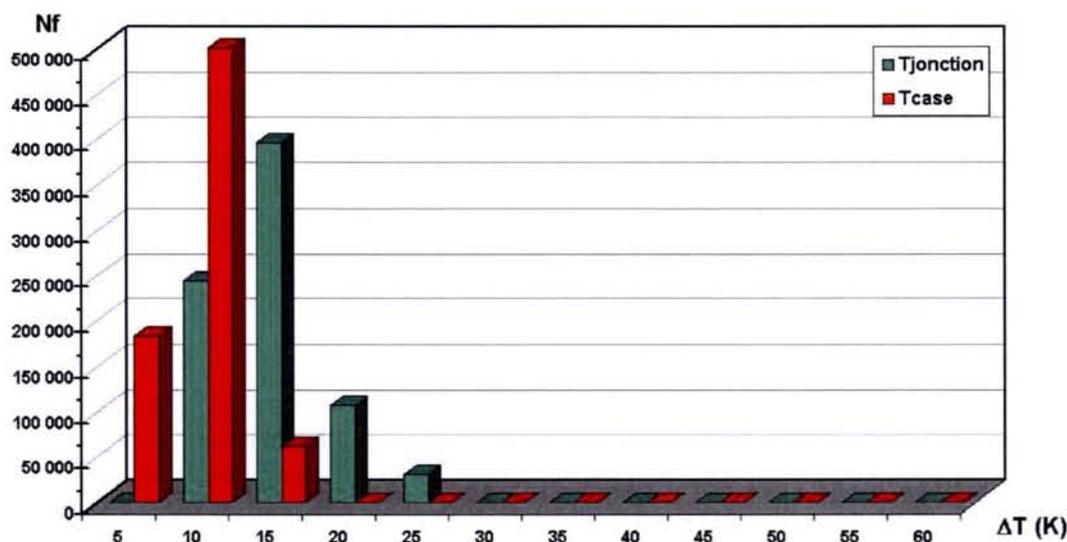


Fig.59: Distribution de la température de jonction IGBT et de semelle sur le profil NMVEG, pour 5000h de fonctionnement.

Les données suivantes sont déterminées sur ce profil :

- Durée totale du profil : 1182 s
- Température max atteinte : 96 °C
- Nombre total de variations : 51
- Valeur moyenne des variations : 12K
- Temps moyen des variations : 22s

Avec une valeur moyenne des variations aussi faible et une durée de ces mêmes variations aussi grande, nous pouvons aisément imaginer le faible degré de contrainte thermique que peut générer ce profil sur ces composants. La figure 60, nous en donne confirmation avec les valeurs peut élevées atteintes par nos grandeurs, représentatives des contraintes thermiques. Ce profil se révèle donc être le moins contraignant des profils reproduits sur le banc d'essais et en comparaison de celui réalisé sur le véhicule.

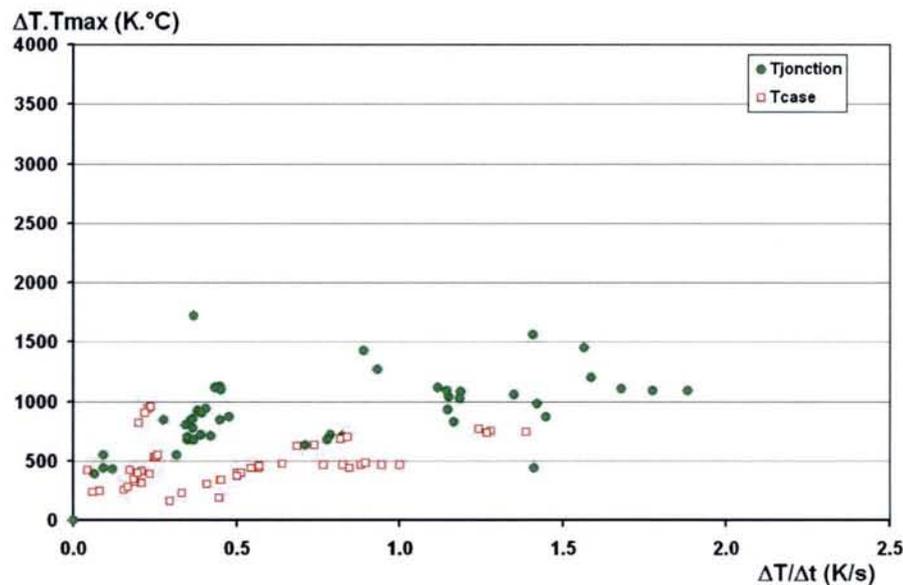


Fig.60: Graphique des contraintes générées sur le profil NMVEG pour les températures de jonction et de semelle, pour 5000h de fonctionnement

9. Estimation de la durée de vie des composants grâce aux essais de vieillissement accéléré

9.1 Principe

Après avoir identifié les contraintes thermiques générées dans les composants de puissance, d'après le profil de mission représentatif du fonctionnement du véhicule, il est à présent nécessaire de contrôler le comportement de ces composants lorsque nous les soumettons à ces contraintes répétitives sur de longues périodes dans le but d'estimer leur durée de vie. En d'autres termes, nous allons tenter d'estimer la capacité ou l'incapacité de ces modules à accomplir le nombre de profils prévus pour le véhicule. Cette estimation nous permettra de lever les doutes quant aux choix réalisés par le constructeur automobile sur les composants destinés à son onduleur de traction.

Afin d'obtenir rapidement des résultats, nous allons vieillir, de façon accélérée, les composants en appliquant des tests de Power Cycling tels que nous les avons décrit dans le paragraphe 4.3.2.2 du premier chapitre. Ces essais sont réalisés à l'INRETS, durant plusieurs mois, sur des bancs de cyclage construits par le laboratoire et dédiés au vieillissement des composants de forte puissance. Ces bancs appliquent des pertes équivalentes à celles générées lors du fonctionnement et alternent les phases de relaxation et de mise sous contraintes. Ainsi, en testant l'endurance des composants destinés à l'onduleur de traction, nous pouvons espérer obtenir les données de fiabilité nécessaires pour conforter le choix des modules de puissance qui seront utilisés pour la production et la mise sur le marché des véhicules.

Dans le but de diversifier et multiplier ses sources de composants, Renault a opté pour plusieurs fournisseurs de modules. Néanmoins, de part les caractéristiques de la chaîne de traction électrique, ces derniers sont tous de la même gamme de puissance, soit environ 300A et 600V.

Les essais de fiabilité portent sur trois types de module. Ils seront nommés A, B et C.

9.2 Détails des essais réalisés

L'optique de ces essais est non seulement de reproduire les pertes qui amènent aux niveaux de contraintes thermiques rencontrées dans le véhicule en fonctionnement mais également de voir le comportement des composants lorsque ces derniers sont soumis à une plage de contraintes plus large. Différentes caractéristiques sur les essais réalisés sont présentées dans les paragraphes suivants.

9.2.1 Cyclage sans commutation

Afin de se rapprocher au mieux des conditions de fonctionnement réelles, nous avons décidé de reproduire les contraintes thermiques relevées sur véhicule par l'intermédiaire des pertes générées par les composants durant leur fonctionnement. D'où le choix du power cycling test et non du thermal cycling test où les pertes sont générées par un élément chauffant auxiliaire. Pour ces essais, les composants ne commutent pas, ils sont constamment commandés et sont parcourus par un courant continu élevé produisant des pertes en conduction. Cette technique de cyclage, qui peut paraître au premier abord un peu trop simpliste, tient du fait que nous tenons à découpler les différentes contraintes que nous appliquons aux modules de puissance. Ainsi seules les pertes en conduction sont considérées alors que celles en commutation sont, par conséquent, inexistantes. De plus, ces dernières, de par leur localisation au niveau des puces et leur fréquence d'apparition (plusieurs kHz), n'ont qu'une influence réduite, du point de vue volumétrique, sur tout l'empilement. Ainsi, dans le cas où nous désirons cibler les contraintes sur une zone bien particulière, comme sur la brasure céramique-semelle par exemple, ces commutations ne font que complexifier l'action des contraintes générées dans le module et ajoutent des contraintes superflues qu'il n'est pas nécessaire de reproduire au risque de nous induire en erreur lors de la détermination de la cause du mode de défaillance.

9.2.2 Estimation de la durée des essais

En ce qui concerne le temps de cyclage, il est important d'estimer la durée des essais. Dans le cas où le composant serait sous-contraint, c'est dire soumis à de très faibles variations de température, les essais pourraient s'étaler sur une durée très longue, voire même ne pas fatiguer du tout le composant. Ainsi, dans le but de ne pas monopoliser les bancs durant de nombreux mois, il est important d'avoir une estimation des contraintes à appliquer afin d'obtenir des résultats dans des délais raisonnables, c'est-à-dire au maximum quelques mois. Pour ce faire, nous avons pris en compte les résultats obtenus lors du programme européen RAPSDRA. Ce programme concernait l'étude de la fatigue thermique sur des composants destinés à la traction électrique. Même si ces résultats sont axés sur des modules de plus forte puissance, ils constituent une base de départ pour nos essais et nous permettent d'estimer la durée de ces derniers.

D'après ces résultats, nous avons donné les nombres de cycles de fonctionnement, décrits dans le tableau suivant, en fonction du niveau de contraintes que nous appliquons sur les modules sous tests. Rappelons que ces données ne sont utilisées qu'à titre indicatif, elles ne seraient constituer une base fiable pour nos essais.

Amplitude de température, ΔT_j (K)	30	50	70	90
Nombre de cycles	$3,4 \cdot 10^7$	$2,8 \cdot 10^6$	231467	19000

Tab.9: Nombre de cycles avant défaillances tirées d'une courbe de fiabilité de référence pour la traction

9.2.3 Cycles longs et cycles courts

Pour ce qui est des zones de l'empilement que l'on veut fatiguer, il est clairement établi que trois interfaces sont particulièrement sensibles à ces essais de cyclage. Il s'agit de la puce silicium, siège des pertes Joules et sensible au niveau de température, des fils de bonding, soudés avec une méthode ultrasonique sur la métallisation de la puce et qui sont soumis à de fortes densités de courant (plusieurs centaines d'ampères par mm^2), et enfin de la brasure céramique-semelle, sujette à la délamination lorsque des variations thermiques agissent sur une grande partie de la vie du composant. Ces trois zones définissent ainsi le type d'essai à appliquer sur les composants; un cyclage long, ou un cyclage court.

Dans le cas où nous voulons tester la tenue à la fatigue thermique des couches supérieures de l'empilement, nous réalisons un cyclage possédant des phases courtes (1à 2s) ce qui conduit à des résultats rapides puisque dans le cas d'un cyclage 1s ON - 2s OFF, environ 29000 cycles/jours peuvent être effectués.

Par contre si nous souhaitons évaluer la tenue à la fatigue de la brasure, il est nécessaire d'augmenter ce temps (jusqu'à plusieurs dizaines de secondes) pour permettre au flux de chaleur d'atteindre les couches les plus basses et permettre ainsi l'apparition de gradient de température dans cette zone. Dans ce cas, il est évident que les essais seront de plus longue durée puisque avec un cycle 25s On-50s OFF, seulement 1152 cycles thermiques/jours pourront être effectués.

9.2.4 Système de refroidissement

Ces bancs sont équipés d'une circulation d'eau. Ils permettent ainsi l'évacuation de l'énergie calorifique accumulée dans le module durant la phase de chauffage grâce à l'utilisation d'un refroidisseur à eau pour chaque composant sous test. Ces boîtes à eau, en cuivre, possèdent une circulation d'eau originale qui favorise l'uniformité de la température de semelle et évite ainsi les forts gradients de température sur la surface supérieure de cette interface. C'est grâce à l'intercalation des canaux d'arrivée et d'évacuation du fluide que cette caractéristique est obtenue. De plus amples informations peuvent être trouvées dans le mémoire de thèse d'Hamidi.

9.2.5 Mise en série des puces IGBT

Les modules que nous testons et qui sont présentés au paragraphe 3 de ce chapitre sont des modèles DUAL, avec 2 IGBT par module et leur diode en anti-parallèle. Même si la structure physique de l'empilement est identique pour les IGBT et pour les diodes, ces dernières sont moins sensibles au cyclage du point de vue électrique. Par conséquent le choix de faire uniquement cyler les IGBT s'est présenté naturellement. Ainsi les deux IGBT du module, représentant un bras d'onduleur, sont continuellement commandés, permettant au courant de cyclage de circuler dans les deux puces à la fois. Néanmoins, les caractéristiques électriques, de chaque puce présente dans le module, IGBT et diode, ont été relevées.

9.2.6 Conditions de cyclage

Comme nous avons pu le détailler en fin du chapitre précédent, le power cycling se compose de trois phases thermiquement différentes, mais identiques du point de vue temporel. Ainsi, puisque nos bancs sont composés de trois postes de cyclage, représentant les trois phases, chaque type d'essais est appliqué sur un nombre de trois composants. Bien entendu, ce nombre de composants sous test est faible, mais devant l'investissement en terme de temps et de travail nécessaire à ces essais, il ne nous a pas été permis d'augmenter ce nombre.

Avant de lancer ces cyclages, il est nécessaire d'établir un plan d'essais afin de définir les niveaux de contraintes auxquels nous allons travailler. Ces conditions de cyclages sont établies d'après plusieurs critères qui prennent en compte la durée des phases du cyclage, et le niveau de contrainte.

Au total, 17 modules ont subi ce test de vieillissement accéléré, avec, pour chaque groupe, une condition de cyclage différente. Néanmoins, il a été décidé que chaque modèle de composant (A, B, C) devait non seulement subir un cyclage long afin de tester la brasure céramique-semelle, mais également un cyclage court pour vérifier la durée de vie lorsque l'on contraint la puce et la connectique des bonding.

Le tableau suivant résume les conditions de cyclage décidés pour les trois types de module avant le début des essais.

Module	Type de cyclage	$\Delta T_{\text{jonction}}$ (K)	$T_{j_{\text{max}}}$ ($^{\circ}\text{C}$)	ΔT_{case} (K)
A, B, C	court (<5s)	80	120	≈ 35
A, B, C	long (>10s)	70	120	≈ 55

Tab.10: Conditions de cyclages pour les essais de vieillissement

9.3 Mesures préalables aux essais - Caractérisation

En toute rigueur scientifique, avant d'appliquer des contraintes sur un système, il est important de connaître l'état initial des grandeurs qui risquent de varier au cours de cet essai si l'on veut espérer quantifier les effets que produisent ces contraintes sur ce système.

Afin de remplir cette condition, nous avons procédé à des mesures préalables dans le but d'obtenir des informations sur les composants qui nous permettront à la fin des tests, lorsque les composants seront arrivés en fin de vie, ou plutôt lorsqu'ils auront atteint un critère de défaillance connu, de pouvoir exactement déterminer le mécanisme de défaillance ainsi que son degré d'incidence sur la durée de vie du composant.

Deux caractérisations, une électrique et une physique, nous permettant de mesurer les grandeurs qui évolueront au cours du cyclage ainsi que de connaître l'état initial du composant, sont donc réalisées. Nous présentons dans les paragraphes suivants ces deux caractérisations.

9.3.1 Caractérisation électrique

En premier lieu, nous effectuons une caractérisation électrique de chaque puce présente dans chaque module qui sera cyclé. Cette caractérisation est réalisée en deux étapes. La première d'entre elles se réalise sous faible courant, sur une plage de température allant de l'ambient à 125°C et nous renseigne sur les paramètres électriques de la puce elle-même. Nous en déterminons la tension de seuil de conduction (V_{geth}), le courant de grille (I_{ge}) mais également, une grandeur qui est importante pour le cyclage, la chute de tension à l'état passant pour la mesure indirecte de la température (V_{cet}).

La deuxième étape consiste à mesurer les courants de fuites sous une forte tension d'isolement de l'empilement (V_{isol}), afin de vérifier l'état des couches isolantes, et sous une forte tension collecteur-émetteur (V_{ces}) lorsque le composant n'est pas commandé.

La figure suivante propose les courbes de chute de tension à courant faible en fonction de la température, pour la mesure indirecte de la température, ainsi que la tension de seuil de conduction, également en fonction de la température. Ces deux courbes correspondent à un module de type A.

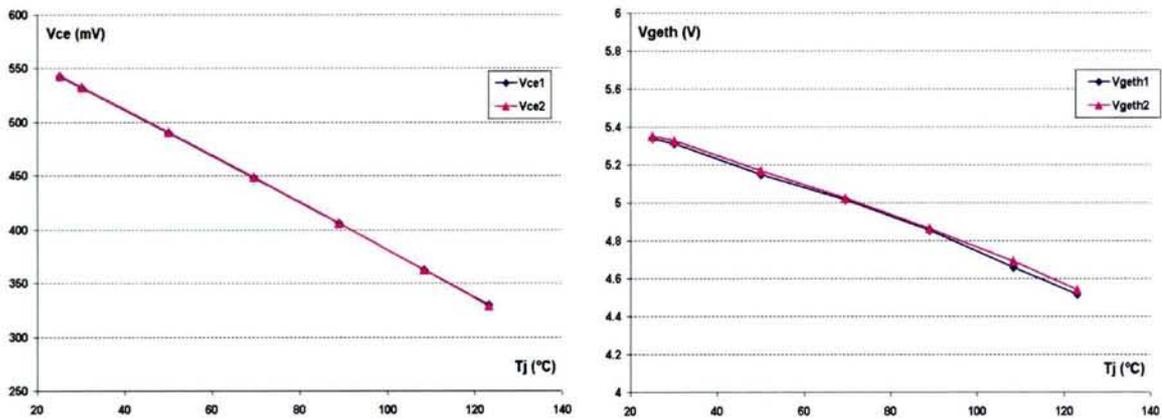


Fig.61: Courbes de caractérisation électrique d'un module IGBT de type A

9.3.1.1 Mesure indirecte de température

Cette mesure, réalisée selon la méthodologie décrite dans le paragraphe 5.2.2 du chapitre II et qui consiste à relever un paramètre thermosensible, la chute de tension Vce (figure 32), nous permet de mesurer la température de chaque puce durant le cyclage lorsqu'un courant de faible amplitude circule dans cette même puce. L'estimation de cette température est d'autant plus précise que nous nous appliquons dans la détermination de cette équation de caractérisation.

Dans le cas de ces modules, la valeur du courant de caractérisation est de 50 mA. Ce courant est appliqué en parallèle au courant de charge et nous permet de relever la température de la puce moins de 5ms après la coupure du courant principal.

9.3.1.2 Mesure des courants de fuite

Deux essais sont effectués pour mesurer les courants de fuite à deux températures différentes, 25°C et 125°C.

La première consiste à soumettre le composant à une forte tension (Visol) entre la puce et la semelle de ce dernier et à mesurer le courant de fuite qui résulte (Iisol). La tension d'essai correspond à deux fois la tension du composant, soit, dans le cas présent, 1200V. Si un courant de quelques mA est relevé nous pouvons affirmer que ce composant présente des défauts d'isolement intrinsèques résultant, la plupart du temps, d'un problème d'isolant céramique. Des informations supplémentaires peuvent être trouvées dans la norme internationale [IEC-95].

Le deuxième essai consiste à mesurer le courant de fuite dans l'IGBT (Ices) lorsqu'on lui applique sa tension nominale entre le collecteur et l'émetteur (Vces), soit 600V, avec la commande court-circuitée et à deux niveaux de température ; 25°C et 125°C. Si le courant relevé à haute température dépasse la dizaine de mA, nous pouvons diagnostiquer un problème d'isolement interne à la puce.

Nous avons vu que ces deux mesures de courant nous renseignent sur l'état d'isolement du module et nous permettent ainsi d'écarter des essais, les modules qui présenteraient des défaillances dès ce stade d'expérimentation.

La figure suivante propose le résultat de cette mesure du courant de fuite sur un module de type A. La mesure du courant de fuite (Iisol) donnant des valeurs trop petites pour être mesurée, ce graphique n'est pas représenté.

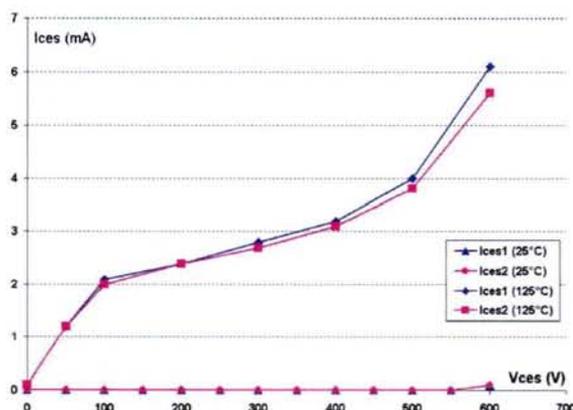


Fig.62: Courbes de mesure de courant de fuite collecteur-émetteur sous tension nominale et à deux niveaux de température pour un module de type C

9.3.2 Caractérisation mécanique

Après avoir vérifié l'intégrité électrique du composant, nous allons à présent vérifier sa structure physique. Même si la mesure des courants de fuite nous permet déjà de juger de l'état de certaines couches, céramique et silicium, elle ne nous renseigne pas sur d'autres couches importantes comme les brasures. Cette nouvelle caractérisation, qui ne fait pas intervenir de mesures électriques, est détaillée en deux étapes et nous amène à utiliser d'autres outils d'analyse, pour des mesures acoustiques et dimensionnelles. Les mesures acoustiques sont utilisées pour les brasures et les mesures dimensionnelles pour la planéité de la semelle du composant.

9.3.3.1 Microscopie acoustique

Cette première étape nous permet d'estimer et de contrôler la qualité des brasures présentes dans l'empilement. Nous avons donc recours, une nouvelle fois, à une étude tomographique, mais cette fois pour des interfaces de brasures. Cette analyse, à la différence de celle présentée en début de chapitre est beaucoup plus complète et permet d'accroître le champ d'application du microscope acoustique plutôt que de se cantonner à une étude basique et grossière du module. Dans cette étude, qui requiert un temps non négligeable pour le paramétrage de l'outil d'analyse, nous scannons les épaisseurs de brasure (quelques centaines de μm pour les plus épaisses) de chaque module avant le cyclage, afin de contrôler leur état et de pouvoir comparer les cartographies obtenues avant et après cyclage. Ainsi, dans le cas d'une détérioration de cette interface, qui se manifeste par une délamination visible au microscope acoustique, nous sommes capables de corréliser les mesures effectuées durant le cyclage et les expertises d'après cyclage.

La figure 63 nous donne un aperçu des mesures que nous pouvons réaliser avec cet outil d'analyse non destructif sur nos modules d'étude.

La cartographie de chaque brasure, nommée Porte 1 pour la brasure céramique-semelle et porte 2 pour la brasure puce-céramique est représentée par deux figures, Amplitude et Distance. La figure Amplitude représente les différents matériaux présents à la profondeur de scan (figure Distance). Ainsi, lorsque sur la figure Distance nous constatons une homogénéité des couleurs, nous pouvons affirmer que nos essais de microscopie se situent à une même profondeur d'analyse, ou tout au moins à une même interface. Cette vérification effectuée, il nous reste à contrôler l'état des brasures sur la figure Amplitude en examinant les couleurs représentées.

Si lors des tests préliminaires aux essais de cyclage, des hétérogénéités de couleur sont constatées sur cette figure alors que la profondeur d'analyse semble correcte sur toute la surface du composant, nous pouvons avancer l'hypothèse que des problèmes sont survenus lors du process de fabrication des modules, comme une mauvaise répartition de la brasure sur la surface, l'apparition de bulles dans la brasure au moment de la solidification de celle-ci, ou une répartition inégale de l'épaisseur de brasure entre les couches devant être fixées. Par conséquent ces modules seront placés de côté pour les essais de vieillissement accéléré.

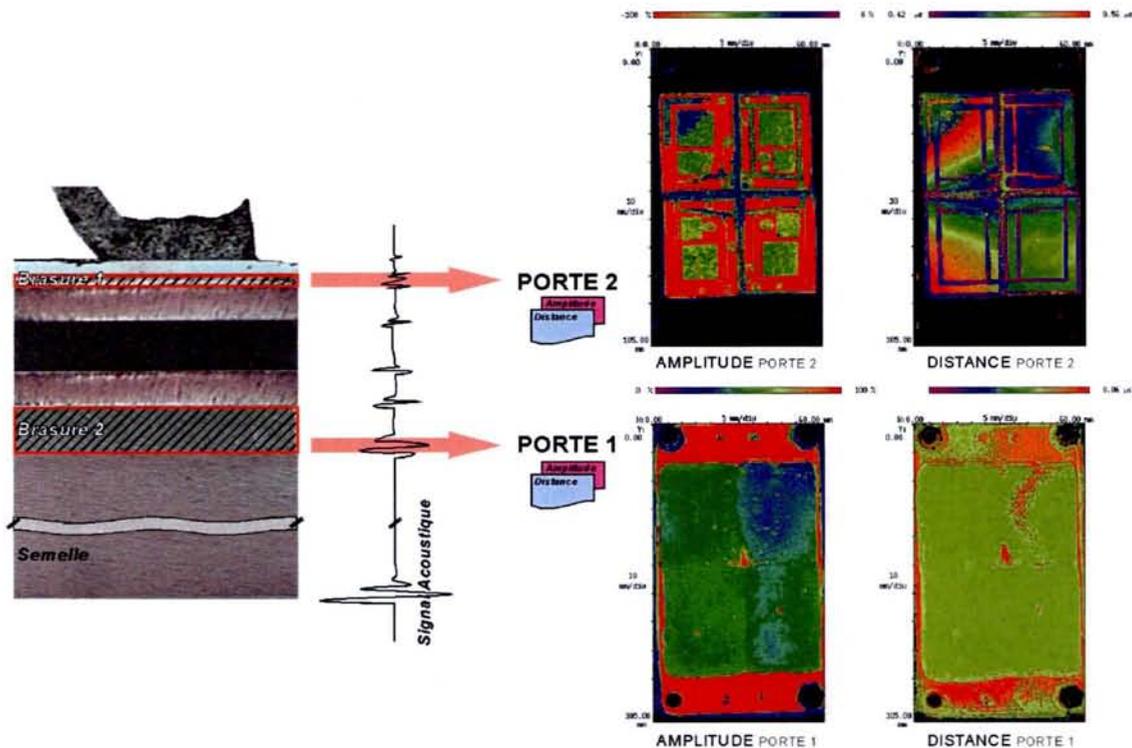


Fig.63: Détail de la microscopie acoustique des brasures d'un module IGBT et résultats d'analyse

Parmi tous les composants passés sous l'analyse tomographique, aucun n'a présenté de gros problème de brasure susceptible de provoquer une hausse anormale de la résistance thermique lors du cyclage.

9.3.2.2 Mesure de planéité

La deuxième étape de cette caractérisation mécanique est la mesure de la planéité des interfaces du module et du refroidisseur en contact, à savoir, la surface inférieure de la semelle du composant et la surface supérieure du refroidisseur. Elle est réalisée à l'aide d'un outil de mesure, dont la précision est de $\pm 2\mu\text{m}$, que l'on positionne sur un certain nombre de points des surfaces à analyser. Les coordonnées de ces points sont représentées sur chaque surface par un quadrillage, comme nous pouvons le voir sur la figure 64. Les repères respectifs sont inversés afin de faire correspondre les points de contact, une fois le module fixé sur son refroidisseur.

Un point, nommé Origine, est paramétré à $0\mu\text{m}$. Il correspond à notre valeur de référence. Ainsi, il nous est possible d'illustrer les valeurs obtenues par un graphique représentatif de la surface analysée. Sur la figure 64, les deux surfaces en vis-à-vis sont représentées sur un

même graphique, mais sur une échelle différente afin de visualiser les deux courbures mesurées.

La forme de la semelle du module est représentative de ce que nous pouvons rencontrer sur les modules A, B ou C que nous étudions. Elle correspond d'ailleurs à une forme communément rencontrée sur les composants avec une semelle cuivre. Une norme internationale [IEC-02] donne les valeurs limites acceptables pour les composants de puissance de ce type. Elle préconise, une amplitude $<20\mu\text{m}$ pour une forme concave et $<100\mu\text{m}$ pour une courbure convexe, avec une rugosité $<10\mu\text{m}$.

Dans le cas présent, nous relevons une courbure convexe avec une amplitude maximum pour la planéité de $70\mu\text{m}$ ($-50\mu\text{m}$ et $+20\mu\text{m}$). Quant au refroidisseur, nous pouvons remarquer que la planéité est relativement bonne ($\pm 10\mu\text{m}$), puisqu'elle est une condition importante, avec la rugosité ($<10\mu\text{m}$), dans les exigences de notre cahier des charges pour la fabrication de ces derniers.

Précisons que lors du montage, avec un couple de serrage préconisé à 5N.m pour ce type de module, les valeurs extrêmes mesurées sans contraintes de fixation tendent à se réduire une fois les deux parties assemblées.

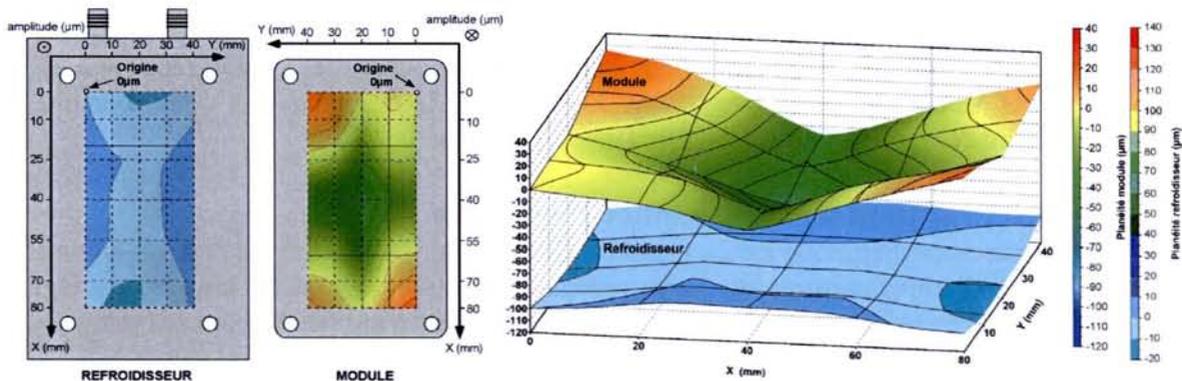


Fig.64: Représentation des surfaces du module et du refroidisseur et résultats d'analyse de leur planéité

Dans le cas où une différence importante de planéité, plusieurs dizaines de μm , est encore présente après assemblage, il peut apparaître, lors des essais, d'importants gradients de température sur ces surfaces dus à la mauvaise liaison mécanique. Ces gradients peuvent avoir pour conséquence des différences dans les résultats de mesure de la résistance thermique présente entre chacune des puces et la référence. Notons que cette température de référence est habituellement calculée comme la moyenne entre l'entrée d'eau et la sortie d'eau du refroidisseur.

Ainsi, afin de palier à ces problèmes et donc diminuer les forts gradients présents, l'emploi d'une interface thermo-conductrice est recommandé. Par conséquent, l'application d'une graisse thermique (modèle G641), sur environ $50\mu\text{m}$ d'épaisseur, a été généralisée pour nos essais de cyclage.

9.4 Mesures réalisées durant le PCT

Durant les essais, un certain nombre de mesures sont effectuées afin de suivre l'évolution de la dégradation du composant. Ces mesures sont réalisées sous deux formes ; sous un mode statique, (puissance constante) et dynamique (puissance variable). Les données sont stockées

sur un enregistreur numérique 16 voies qui nous permet de mesurer et de visualiser les différentes grandeurs physiques.

Suivant le type de cyclage, court ou long, la durée entre chaque mesure est différente et peut varier de quelques dizaines d'heures, pour les cycles courts, à une dizaine de jours pour les cycles longs, lorsque nous avons un niveau de contrainte assez faible.

Durant ces mesures, en plus des grandeurs fixes, à savoir le courant de charge (I_c), le débit d'eau (q), la température d'eau etc, les grandeurs qui sont amenées à varier sont mesurées pour chaque composant. Nous les répertorions ci-dessous.

- ΔT_j (variation de la température de jonction durant un cycle)
- ΔT_c (variation de la température de jonction durant un cycle)
- $T_{j \max}$
- $T_{c \max}$
- $R_{th_{jc}}$ (résistance thermique entre la jonction et la semelle)
- $R_{th_{jw}}$ (résistance thermique entre la jonction et la semelle)
- V_{ce} (Chute de tension à l'état passant)

Cependant, dans le cas de la mesure de ces dégradations, ce sont principalement les mesures de la résistance thermique et de la chute de tension qui sont déterminantes puisqu'elles représentent un critère de défaillance pour nos essais (voir chapitre 1, paragraphe 4.2.3). Ce sont donc ces valeurs qui nous permettent de confirmer la défaillance et donc d'estimer la durée de vie de ces modules sous ces conditions de cyclage.

9.4.1 Evolution de la résistance thermique

La résistance thermique est un facteur important de l'état de dégradation du composant et doit être, à ce titre, mesurée de façon précise et minutieuse tout au long du cyclage. Il convient donc d'établir une méthodologie de mesure qui sera appliquée pour les relevés. Les normes internationales [IEC-01, IEC-03] nous donnent des indications à ce sujet.

Même si elle n'est pas réaliste, car sous-estimée, la mesure des températures nécessaire au calcul de la résistance thermique entre la puce et la semelle doit être réalisée aux points les plus chauds. Il est donc logique de procéder à une mesure au centre de la puce et à une autre à la verticale de cette même puce, mais au niveau de la semelle. Néanmoins, pour des questions pratiques, la température de jonction est estimée par une mesure indirecte. Par contre, pour la semelle, en venant placer une sonde thermique à la verticale de la puce, nous mesurons précisément la température. Ces deux points de mesure nous permettent ainsi d'estimer la résistance thermique de façon correcte.

Le calcul de celle-ci est déterminé ainsi :

$$R_{th_{jc}} = \frac{T_j - T_c}{P} \quad \text{avec } P = V_{ce} \cdot I_c \quad (9.1)$$

Alors que pour la résistance jonction-eau, cette équation devient :

$$R_{th_{jw}} = \frac{T_j - (T_{wi} + T_{wo}) / 2}{P} \quad (9.2)$$

Avec T_{wi} et T_{wo} les températures respectives de l'entrée et de la sortie d'eau.

Pour obtenir la température de puce, la mesure est effectuée juste après la coupure du courant, au moment du refroidissement, alors que nous étions en régime établi. Pour la mesure de la puissance, nous effectuons le produit du courant circulant dans la puce et la tension à ses bornes. Toutefois, pour s'assurer de la validité de cette valeur calculée, nous procédons à un contrôle par une mesure thermique. En effet, connaissant le débit (q , en $l \cdot s^{-1}$), la chaleur

spécifique de l'eau (4180) et la différence de température (ΔT_w), nous pouvons estimer la puissance qui a permis d'augmenter la température de sortie d'eau durant l'essai statique. Le calcul est le suivant.

$$P = \Delta T_w \cdot 4180 \cdot q \quad (9.3)$$

Cette mesure est effectuée un grand nombre de fois durant la durée du cyclage et nous permet ainsi de suivre l'évolution de la résistance thermique au cours du temps.

La figure 65 présente l'évolution des variations de température enregistrées ainsi que des résistances thermiques d'un des modules de puissance (type A) sous test durant de nombreuses semaines, pour environ 40 points de mesures pour chaque grandeur. Ce module est équipé d'un thermocouple sous la puce I.

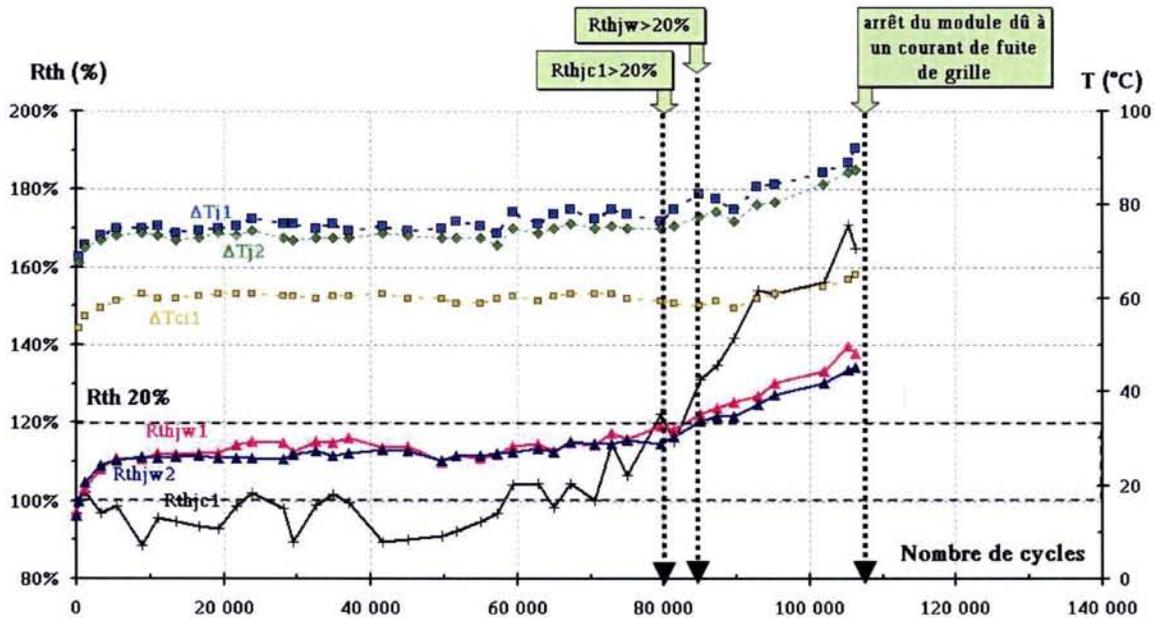


Fig.65: Evolution de la résistance thermique Rth au cours de la durée du cyclage pour un module de type A

Deux axes en ordonnées représentent, pour l'un, le pourcentage par rapport au début du cyclage de la variation de la résistance thermique au cours du temps, et pour l'autre l'échelle de température.

Avec cette courbe, nous pouvons clairement remarquer l'élévation de la résistance thermique. Cette augmentation a pour incidence l'élévation de la variation de la température de puce (ΔT_j) et de la température de semelle (ΔT_c).

Une augmentation rapide survient dès 70 keycles et le critère de défaillance de 20% est atteint au bout de 80 keycles pour la résistance R_{thjc} et aux environs de 90 keycles pour R_{thjw} . La défaillance qui conduit à la fin de vie de ce module est un courant de fuite de grille élevé dû à une rupture de l'oxyde de grille dans la puce IGBT.

9.4.2 Evolution de la chute de tension

Un autre indicateur de défaillance est relevé sur cet essai. Il s'agit de la chute de tension aux bornes de l'IGBT. Néanmoins, afin de différencier les variations dues aux effets thermiques et aux effets de dégradations des bondings, nous intégrons une nouvelle donnée, la chute de tension corrigée, $V_{ce,cor}$. Cette valeur est calculée d'après la tension mesurée durant

le cyclage et une courbe de caractérisation réalisée avant essai à courant de cyclage constant (I_c) mais à température de puce variable. Cette évolution de la température de puce est réalisée en faisant varier le débit d'eau de refroidissement. La formule suivante nous permet de calculer cette tension.

$$V_{ce_{cor}} = V_{ce_{mes}} + \delta_T (T_{j_{car}} - T_{j_{mes}}) \tag{9.4}$$

Avec $V_{ce_{mes}}$: Vce mesurée durant le cyclage en essai statique.

δ_T : Coefficient de température (V/°C) tiré de la droite de caractérisation $V_{ce}=f(T_{j_{car}})$.

$T_{j_{car}}$: T_j mesurée durant la phase de caractérisation.

$T_{j_{mes}}$: T_j mesurée durant le cyclage en essai statique.

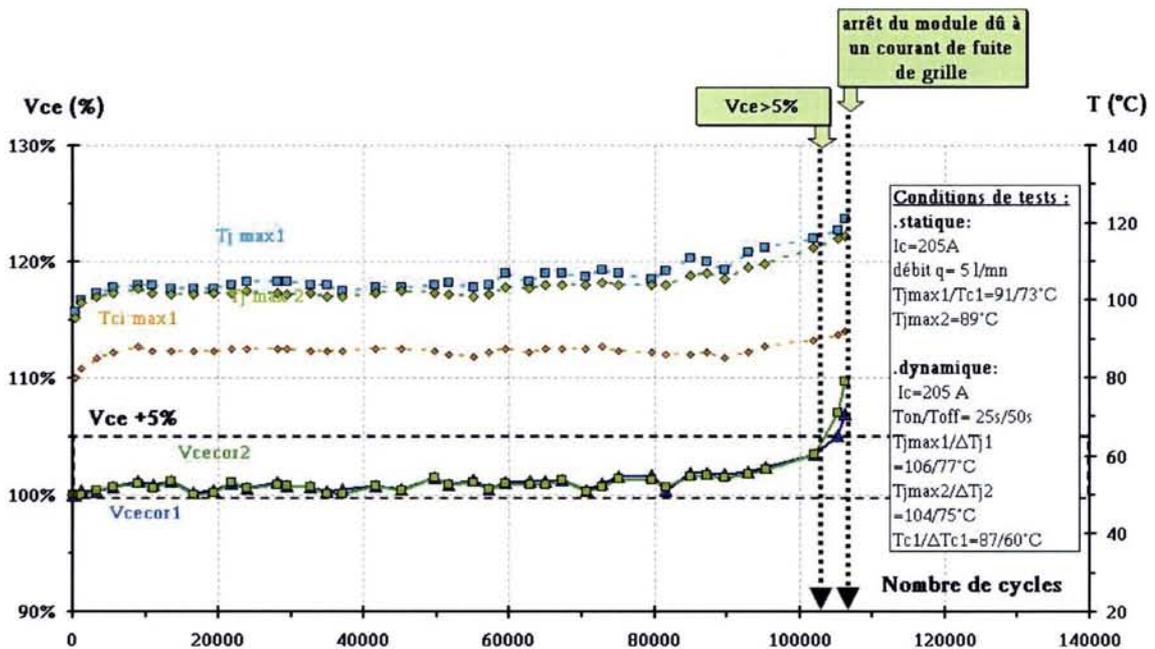


Fig.66: Evolution de la chute de tension $V_{ce_{cor}}$ au cours de la durée du cyclage pour un module de type A

La figure 66 présente l'évolution de la chute de tension pour le même module que la courbe précédente, ainsi que l'augmentation de la température maximale atteinte durant le cyclage. Les conditions de cyclage pour cet essai sont détaillées sur cette figure.

Avec ce relevé, nous pouvons remarquer que la dérive de cette tension apparaît aux environs de 90 kcycles pour atteindre le critère de défaillance des 5% en une dizaine de milliers de cycles seulement. Ce seuil survient après que nous ayons atteint le critère de défaillance de la résistance thermique, ce qui classe ce mode de défaillance en deuxième position du point de vue chronologique.

Notons qu'il est rare, au cours d'un cyclage, que nous ayons les trois principaux modes de défaillances sur un même composant. Néanmoins, même si le premier mode de défaillance qui survient, ici la hausse de la résistance thermique, permet au cyclage de se poursuivre, c'est ce mode qui sera répertorié dans les résultats avec son nombre de cycles correspondant.

9.5 Résultats des essais et discussion

Dans cette partie nous présentons les résultats obtenus sur la totalité des essais réalisés et pour tous les modules de puissances testés, soit au total 17 composants. Ces mesures, réalisées sur plus d'une année, nous permettent de collecter un maximum d'informations sur l'apparition des modes de défaillance pour ce type de module.

Les deux sortes de cyclage réalisés, court et long, nous ont permis de séparer les contraintes appliquées et de pouvoir estimer la durée de vie des modules tantôt en contraignant les puces et les bondings, tantôt en contraignant la brasure inférieure. De cette campagne d'essais, nous avons établi un tableau récapitulatif (tab. 11) des mesures réalisées.

Ce tableau est classé par type de module et fait figurer les conditions de cyclages pour chaque groupe de composant, les différents modes de défaillance survenus durant le cyclage ainsi que le nombre de cycles effectués avant l'apparition de ce défaut.

Les trois principaux modes de défaillances sur les modules IGBT (tab.4) ont été rencontrés durant ce power cycling.

- augmentation de la chute de tension (>5%)
- augmentation de la résistance thermique (>20%)
- Apparition d'un courant de fuite de grille (>0.1mA)

Type de module	Type de cyclage	Ic/Icn (%)	moyenne ΔT_j (K)	moyenne T_j max (°C)	moyenne ΔT_c (K)	moyenne T_c max (°C)	1 ^{er} mode de défaillance apparu	Nombre de cycles - 1 ^{er} mode de déf.	Mode de défaillance - arrêt	Nombre de cycles - arrêt	Durée du cyclage jusqu'au 1 ^{er} défaut (heures)
A	Court (1/2s)	89	66	100	34	66	> 20 % Rth	67 500	Courant fuite de grille (410 mA)	84 600	56
			65	103	35	66	Courant de fuite de grille (150 mA)	62 600	-	-	52
			68	102	37	68	Courant de fuite de grille (210 mA)	84 500	-	-	71
	Long (25/50s)	58	76	105	60	87	> 20 % Rth	79 500	Courant fuite de grille (7 mA)	106 200	2213
			74	102	53	80	> 20 % Rth	108 700	-	-	2265
			69	97	52	77	> 20 % Rth	84 200	-	-	1754
	Long (10/20s)	63	57	93	40	77	Courant de fuite de grille (900 mA)	465 000	-	-	3875
			58	92	39	75	Courant de fuite de grille (300 mA)	433 000	-	-	3608
	B	Court (1/2s)	93	81	115	29	66	> 5% Vce	57 000	Courant fuite de grille (35 mA)	71 500
76				110	26	63	> 5% Vce	72 500	Courant fuite de grille (216 mA)	82 300	60
79				115	35	70	> 5% Vce	71 700	> 20 % Rth	81 000	60
Long (32/64s)		66	87	114	52	81	Courant de fuite de grille (1610 mA)	33 300	-	-	888
			83	111	63	92	> 5% Vce	29 500	-	-	787
			87	114	59	87	> 5% Vce	29 000	-	-	787
C	Court (2/4s)	100	83	125	48	81	> 5% Vce	18 200	> 20 % Rth	20 000	30
			77	116	42	89	> 5% Vce	22 800	> 20 % Rth	23 200	38
			78	115	46	83	> 5% Vce	22 000	-	-	37

Tab.11: Tableau récapitulatif de tous les essais de power cycling test réalisés sur les modules de puissance de type A, B, C

En théorie, et d'après les résultats d'essais obtenus durant le programme RAPSDRA [RAP-98] sur d'autres composants de puissance destinés à la traction, le mode de défaillance est lié au type de cyclage. En effet, nous savons qu'un cyclage court induit des contraintes au niveau du contact de fils de bondings, d'où, après dégradation de cette couche, une augmentation de la chute de tension. A l'inverse, un cyclage long induit, en plus des contraintes sur la puce, des contraintes dans la brasure céramique-semelle, d'où, après dégradation de cette couche, une augmentation de la résistance thermique. Pour la rupture de l'oxyde de grille, même si la cause n'est pas clairement identifiée, nous pouvons la rapprocher d'un problème de process de fabrication du composant. Par conséquent, les défauts sont associés au type de cyclage effectué.

Néanmoins, si nous regardons attentivement la correspondance entre les modes de défaillances et les types de cyclage réalisés sur nos modules, nous constatons que cette concordance n'est pas entièrement vérifiée.

Prenons comme exemple les modules de type A. Nous remarquons que pour un cyclage court, sur aucun des trois modules sous test, une augmentation de plus de 5% de la chute de tension n'est apparue, alors que nous avons ce mode de défaillance pour les deux autres types de composants. Par contre, des fuites de courant de grille sont apparues, montrant un problème dans la structure physiques des puces.

Quant aux modules B, ils présentent des chutes de tension élevées pour un cyclage court comme pour un cyclage long, ce qui peut laisser apparaître une fragilité au niveau de la soudure des bondings.

Nous pouvons néanmoins relativiser ces résultats en précisant que ces caractéristiques peuvent être expliquées par le fait que nous avons à chaque cyclage un nombre limité de modules sous test, ce qui nous empêche de mener une étude statistique sur un plus grand nombre de composants et pouvoir ainsi étayer nos affirmations. Néanmoins ces résultats seront utilisés pour établir nos graphiques de résultats de cyclage $N_f=f(\Delta T)$.

Ces courbes, sur lesquelles sont représentés tous les nombres de cycles effectués pour chaque composant en cyclage court, figure 67 comme en cyclage long, figure 68, nous permettent d'établir et de tracer les courbes de modèle de vieillissement.

Puisque la température a une influence prépondérante dans les tests effectués, le modèle d'Arrhenius a été choisi pour représenter ces courbes.

9.5.1 Courbe de Résultat pour le cyclage court

Sur la figure 67, les résultats de cyclage des modules A, B et C sont représentés par des symboles distincts. Chaque couleur correspond au premier mode de défaillance apparu durant le cyclage. Une information sur la moyenne des maximums de température atteints durant ces tests figure également sur ce graphique.

Ces quelques points enregistrés nous permettent d'estimer la courbe d'Arrhenius résultante de ces essais. Ses paramètres, tirés des points obtenus et d'après l'équation 4.20 du premier chapitre, nous donnent l'expression suivante de la courbe limite de résistance à la fatigue, suivant la variation de la température de jonction.

$$N^{PCT} = 79.6 e^{\frac{469.7}{\Delta T_j}} \quad \text{Courbe limite de résistance à la fatigue } \Delta T_j \quad (9.5)$$

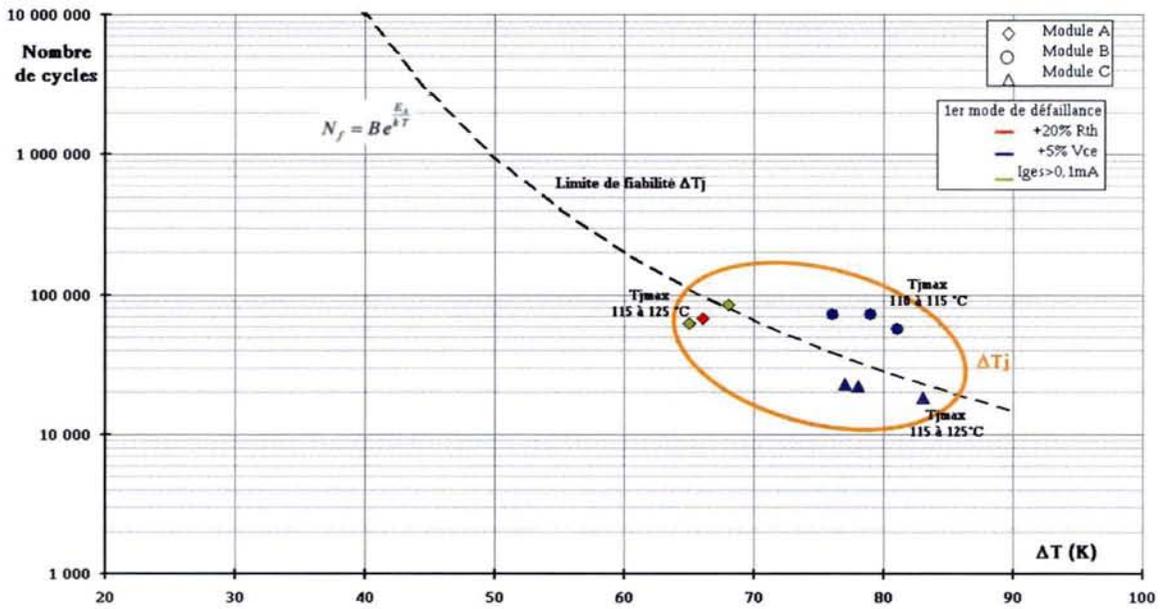


Fig.67: Résultats du power cycling test effectué sur les modules IGBT pour du cyclage court et courbe d'Arrhenius résultante

Cette courbe, tracée en pointillé, met en évidence le nombre important de cycles pouvant être a priori effectués pour des faibles variations de température.

9.5.2 Courbe de Résultat pour le cyclage long

Lors du cyclage long, nous avons vu que le flux de chaleur affectait non seulement les couches supérieures, en l'occurrence les puces, mais également les couches inférieures, la brasure. Nous représentons donc sur le graphique suivant les points représentatifs des durées de cyclages par rapport aux variations de température des puces, T_j , et de la température la plus proche de la semelle et la plus communément représentée, à savoir la température de semelle, T_c . Ainsi, pour chaque composant cyclé, deux points de mesure de température sont représentés.

Par conséquent, deux courbes d'Arrhenius figurent sur ce graphique. Une décrivant la limite de résistance à la fatigue pour les températures de jonction, et une autre pour les températures de semelle. Leur expression respective est notée ci-dessous.

$$N^{PCT} = 148.8 e^{\frac{458.6}{\Delta T_j}} \quad \text{Courbe limite de résistance à la fatigue } \Delta T_j \quad (9.6)$$

$$N^{PCT} = 375 e^{\frac{275}{\Delta T_c}} \quad \text{Courbe limite de résistance à la fatigue } \Delta T_c. \quad (9.7)$$

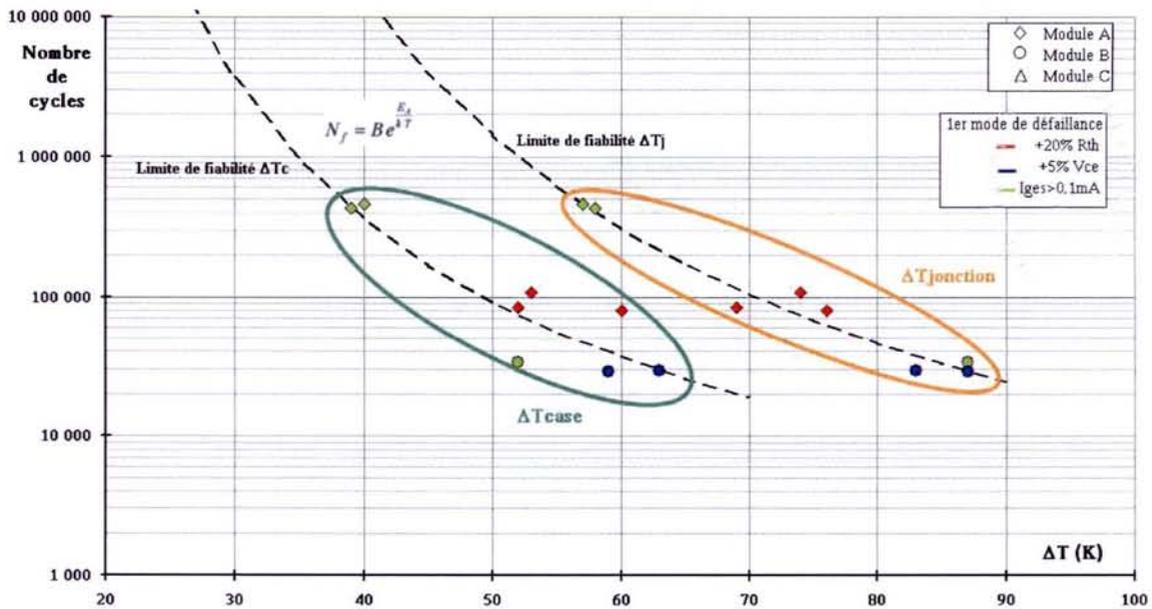


Fig.68: Résultats du power cycling test effectué sur les modules IGBT pour du cyclage long et courbe d'Arrhenius résultante

9.5.3 Graphique des contraintes appliquées durant le PCT

Il peut être intéressant de visualiser, dans un premier temps, puis de comparer le niveau de contraintes appliquées durant le Power Cycling Test par rapport aux contraintes mesurées sur le véhicule durant le cycle de référence. Tous les modules sont représentés et sont classés par type de cyclage.

A l'inverse du graphique représenté pour le véhicule, l'avantage, dans cette nouvelle utilisation du graphique, est que nous pouvons voir l'évolution des contraintes au cours de la dégradation des modules. Grâce à cette spécificité, nous pouvons remarquer l'évolution linéaire de ces contraintes au cours des essais. De plus, l'hypothèse avancée sur le fait que les modules étaient de technologie proches se vérifie ici avec l'alignement des modules A et B dans le cas des cycles courts par exemple, démontrant leur vieillissement similaire thermiquement mais différent sur leur durée.

Enfin, précisons que les valeurs beaucoup plus élevées des paramètres de contraintes (Tmax, ΔTj et Δtemps), s'expliquent de façon évidente par le fait nous pratiquons durant ces essais un vieillissement accéléré en agissant justement sur le niveau de contrainte appliqué aux modules contrairement aux essais en temps réel sur le véhicule en fonctionnement.

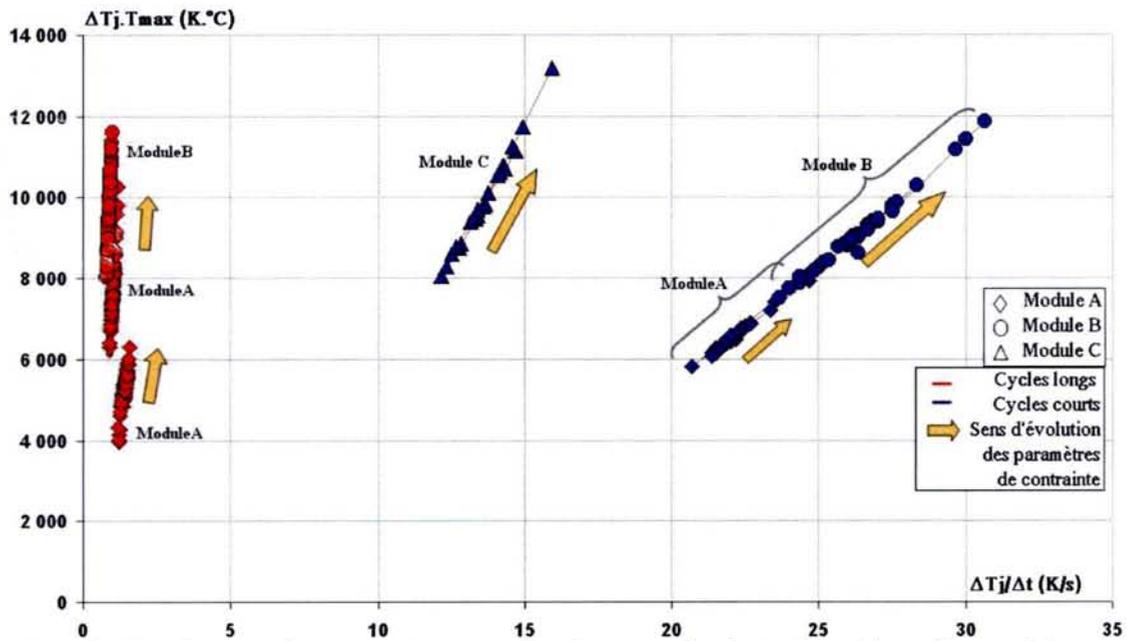


Fig.69: Graphiques des contraintes appliquées aux résultats de cyclage des modules de puissance

9.5.4 Discussion

Conscient que ces résultats de cyclages obtenus et que les courbes qui en sont déduites sont sujettes à discussion, nous allons argumenter sur les choix pris et la méthodologie appliquée pour estimer les durées de vie.

En premier lieu, il peut paraître surprenant de faire figurer tous les points de mesures d'un même cyclage, court ou long, sur un seul graphique. Effectivement, nous avons vu dans le chapitre I, en posant les bases de l'estimation théorique de durée de vie, que nous ne pouvons représenter qu'une courbe de durée de vie par mode de défaillance et pour une technologie donnée. Ainsi dans le cas de nos modules, si nous comptabilisons le nombre de composants différents et les modes de défaillance apparus, il nous aurait fallu tracer 8 courbes et non pas 3, comme nous l'avons fait sur ces deux figures. Néanmoins, vu le nombre réduit de composants sous test, la similitude entre les technologies des modules étudiés et le fait que nous nous plaçons à un niveau système plus qu'à un niveau composant, comme nous avons pu le voir tout au long de cette étude, nous avons décidé de représenter deux graphiques (cycles courts, cycles longs) avec les modes de défaillance mêlés. Toutefois, nous pouvons constater que dans le cas du cyclage long, les courbes d'Arrhenius passent par les points représentant une défaillance de l'oxyde de grille ($I_{ges} > 0.1mA$) matérialisée par des points verts. Cette courbe de limite de résistance peut donc être appliquée dans le cas d'un courant de fuite de grille.

En deuxième lieu, l'emploi d'une courbe d'Arrhenius pour relier les points expérimentaux, alors que nous avons l'habitude de voir dans la littérature technique un tracé rectiligne, peut surprendre. Toutefois, la composante d'Arrhenius, incorporant un paramètre thermosensible (l'énergie d'activation, E_A) se veut être plus représentatif des phénomènes liés au cyclage des composants, où la température joue un rôle prépondérant dans les résultats obtenus. Pour exemple, si nous prenons le cas extrême où nous relevons une variation ΔT_j qui tend vers 0, la durée de vie tendrait, quant à elle, vers l'infini, au contraire d'une loi rectiligne, ce qui ne semble pas impensable ni même incompatible avec un comportement que l'on imagine.

Cependant, et la figure 70, nous le démontre, nous pouvons assimiler les courbes d'Arrhenius à deux droites parallèles sur des petites portions, comme celles représentées entre les valeurs

$55K < \Delta T_j < 90K$. Cette courbe représente, non pas le nombre de cycles effectués, mais le nombre d'heures. Et sur cette nouvelle représentation, nous pouvons clairement remarquer le tracé rectiligne que nous pouvons adopter pour les variations des températures de jonction pour les cycles courts comme pour les cycles longs. Néanmoins, dans le cas d'une plage de température plus importante, le recours à une ligne incurvée s'impose et l'emploi d'un modèle d'Arrhenius ou encore de Coffin-Manson est recommandé.

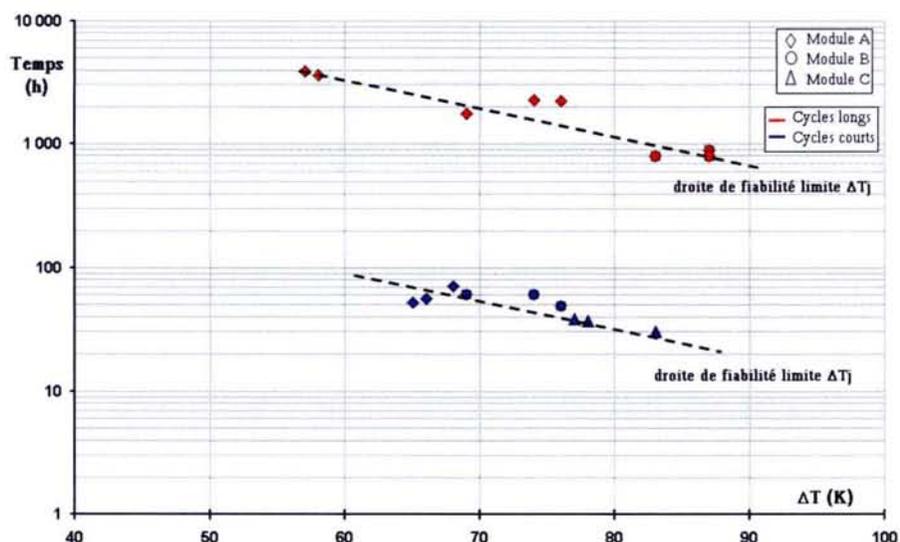


Fig. 70: Nombre d'heures avant défaillance des modules IGBT pour du cyclage long et court et correspondance avec deux droites rectilignes

10. Corrélation entre l'identification des contraintes thermiques et les essais de vieillissement

Une fois les résultats du Power Cycling test obtenus et les courbes de durée de vie déduites, nous pouvons nous appliquer à établir une corrélation entre ces résultats et les mesures thermiques des composants, réalisées dans l'onduleur du véhicule en fonctionnement. Cette corrélation s'effectue non seulement avec le profil routier de référence Renault, mais également avec les profils standard européens réalisés sur banc d'essais, même si comme nous l'avons vu, ces derniers se montrent a priori moins contraignants.

10.1 Méthodologie pour établir cette corrélation

La méthodologie est la suivante. Nous allons comparer numériquement et graphiquement les distributions de températures des différents profils, déterminées dans les paragraphes précédents, avec les courbes de power cycling obtenues. Pour cela, nous calculons un point représentatif du profil qui correspond à la somme des rapports entre chaque valeur de la distribution, pour T_j ou T_{case} , et la courbe de résistance limite à la fatigue correspondante. Ce point unique nous donne donc une image du profil mais ramené à une valeur unique de variations, nous l'appelons le point de distribution corrélée, N_{DC} [CAR-01].

Nous le comparons ce point avec la courbe d'Arrhenius précédemment obtenue. Si ce dernier se situe en dessous de cette courbe, nous estimons que la distribution, qui est l'image du profil

thermique du composant durant le cycle routier, ne génère pas de contraintes supérieures à celles acceptables par le composant sur la durée de vie requise par le constructeur automobile (5000h à 7000h). Par contre, si ce point est au dessus de notre courbe limite fatigue, il sera a priori difficile pour nos composants d'accomplir la totalité de la durée de fonctionnement qu'on leur demande à ce niveau de contraintes.

10.1.1 Hypothèse posée pour la détermination du point de distribution cumulée

Comme nous venons de le préciser, la détermination de ce point est réalisée en calculant le rapport qui existe entre les valeurs de la distribution de la température et la courbe de limite de fatigue pour chaque variation ΔT . Néanmoins, une hypothèse est posée pour réaliser ce calcul. En effet, nous affirmons que l'accumulation des contraintes dues au cyclage thermique, est linéaire [CIA-00]. En d'autres termes, une contrainte relevée à 40K est deux fois moins importante qu'une contrainte à 80K et la contrainte globale sera la somme des deux. Sur cette hypothèse, nous pouvons établir l'expression suivante pour la détermination du point de distribution cumulée.

$$N_{DC} = N_{\Delta T}^{PCT} \cdot \sum_{i=1}^{20} \frac{N_{i \times 5}^D}{N_{i \times 5}^{PCT}} \quad (10.1)$$

avec

$N_{\Delta T}^{PCT}$: Nombre de cycles d'amplitude ΔT , tiré des courbes de résultats des tests de Power Cycling. Cette valeur est déterminée avec les équations (9.6) ou (9.7) suivant qu'il s'agisse de variations de températures de jonction ou de case.

N_i^D : Nombre de cycles d'amplitude i , tiré de la distribution de température des profils de mission.

Avec cette équation, nous couvrons toute la plage des variations de température puisque ΔT varie de 5 à 100 K et nous obtenons deux points, un pour la distribution de températures de puces et un autre pour celle des températures de case. Il ne reste plus ensuite qu'à calculer ce point et à le comparer avec les courbes de PCT.

10.2 Graphiques de corrélation des essais menés sur le profil de référence Renault

Après avoir posé l'équation qui nous permet de corréliser les résultats des PCT avec les distributions, nous pouvons à présent vérifier graphiquement les résultats lorsqu'il s'agit du profil de mission de référence réalisé sur véhicule en fonctionnement.

Sur la figure suivante, sont représentées les courbes d'Arrhenius (9.6) et (9.7) tirées des résultats des PCT ainsi que les deux distributions de températures du profil pour ΔT_j et ΔT_c , dans le cas de 5000h de fonctionnement. Les valeurs exactes de ces points sont données dans le tableau du prochain paragraphe.

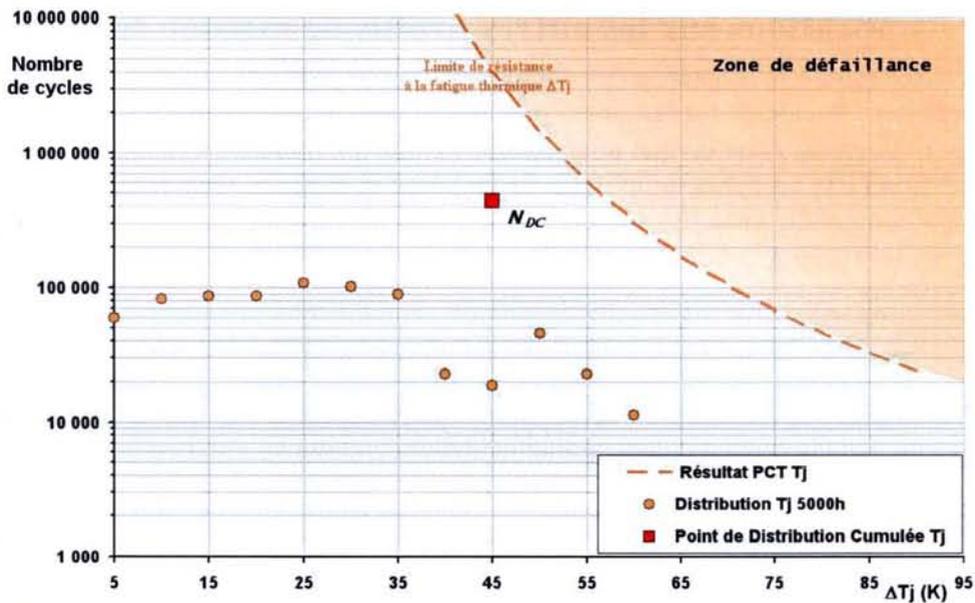


Fig.71: Corrélation graphique entre la courbe de résultat du Power Cycling Test et la distribution de température de T_j pour le profil de référence Renault

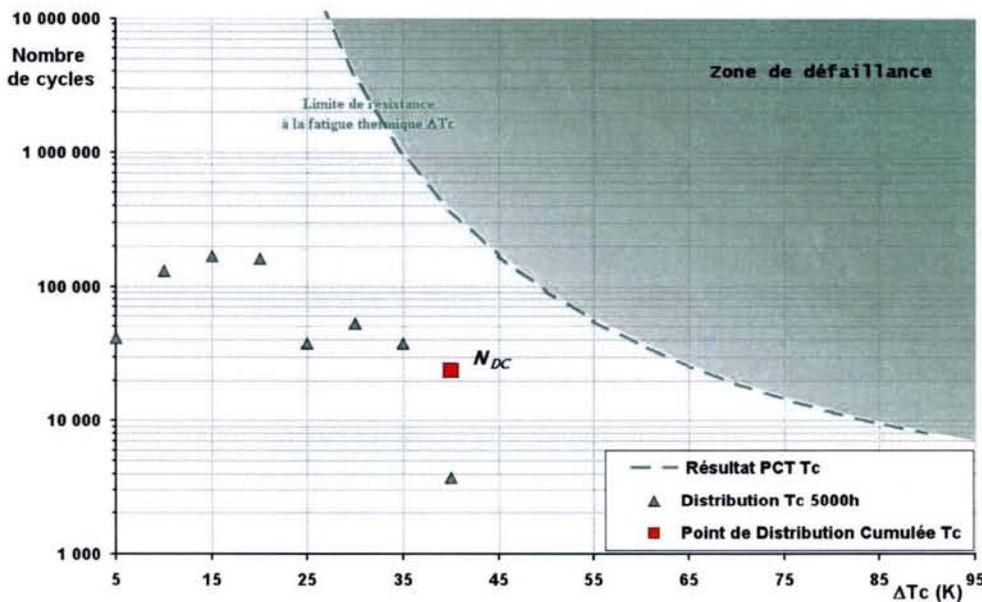


Fig.72: Corrélation graphique entre la courbe de résultat du Power Cycling Test et la distribution de température de T_c pour le profil de référence Renault

Sur les deux graphiques ci-dessus, nous pouvons constater que les points de distribution cumulée se situent en dessous des courbes de résistance limite à la fatigue, déterminées par les essais de vieillissement sur banc, et par conséquent, en dehors de la zone de fonctionnement dégradé du véhicule. Nous pouvons donc affirmer que les composants choisis pour ces essais rempliront les exigences requises par le constructeur, en termes de durée de vie, sur le profil de mission de référence choisi.

10.3 Applications sur les autres profils de mission testés

Après avoir estimé la résistance des composants sur le profil de mission de référence, nous allons appliquer ces calculs sur les autres profils que nous avons testés sur banc.

Le tableau ci-dessous, nous donne, pour chaque profil, les valeurs du nombre de cycles tirées de l'expression (10.1) à même amplitude de variation et pour les températures de jonction et de case. Un comparatif avec l'estimation de la durée de vie tirée du PCT à même amplitude ΔT est également donné.

Profil de Mission	Niveau de ΔT	Nombre limite de cycles, tiré du Power Cycling à ΔT (k cycles)	somme N_D/N_{PCT} (%)	N_{DC} Nombre de cycles de chaque profil, tiré de l'expression (10. 1)
Profil Renault de référence	ΔT_j (40 K)	14183.7	11.15	1581
	ΔT_c (40 K)	362.9	6.57	23.8
Profil ARTEMIS	ΔT_j (40 K)	14183.7	5.38	76.3
	ΔT_c (40 K)	362.9	5.21	1.9
Profil NMVEG	ΔT_j (40 K)	14183.7	2.29^e-4	32^e-3
	ΔT_c (40 K)	362.9	1.77^e-4	64^e-5

Tab.12: Résultats numériques du nombre de cycles N_{DC} pour chaque profil de mission et comparaison avec la courbe tirée du Power Cycling Test

Comme nous l'avons déjà vu graphiquement sur les figures 71 et 72, ce tableau nous donne la valeur exacte des points N_{DC} calculés pour le profil de référence et nous confirme le fait qu'elles se situent en dessous de la courbe limite de résistance à la fatigue.

Pour ce qui est des autres profils, comme nous l'avons déjà laissé présager dans les précédents paragraphes, Il apparaît clairement que ces derniers sont bien moins contraignants que le profil Renault. Mais à cette constatation, nous devons ajouter que ces profils, matérialisés par leur N_{DC} respectifs, sont très en dessous de la courbe limite de résistance à la fatigue, avec un niveau extrêmement bas pour le profil NMVEG.

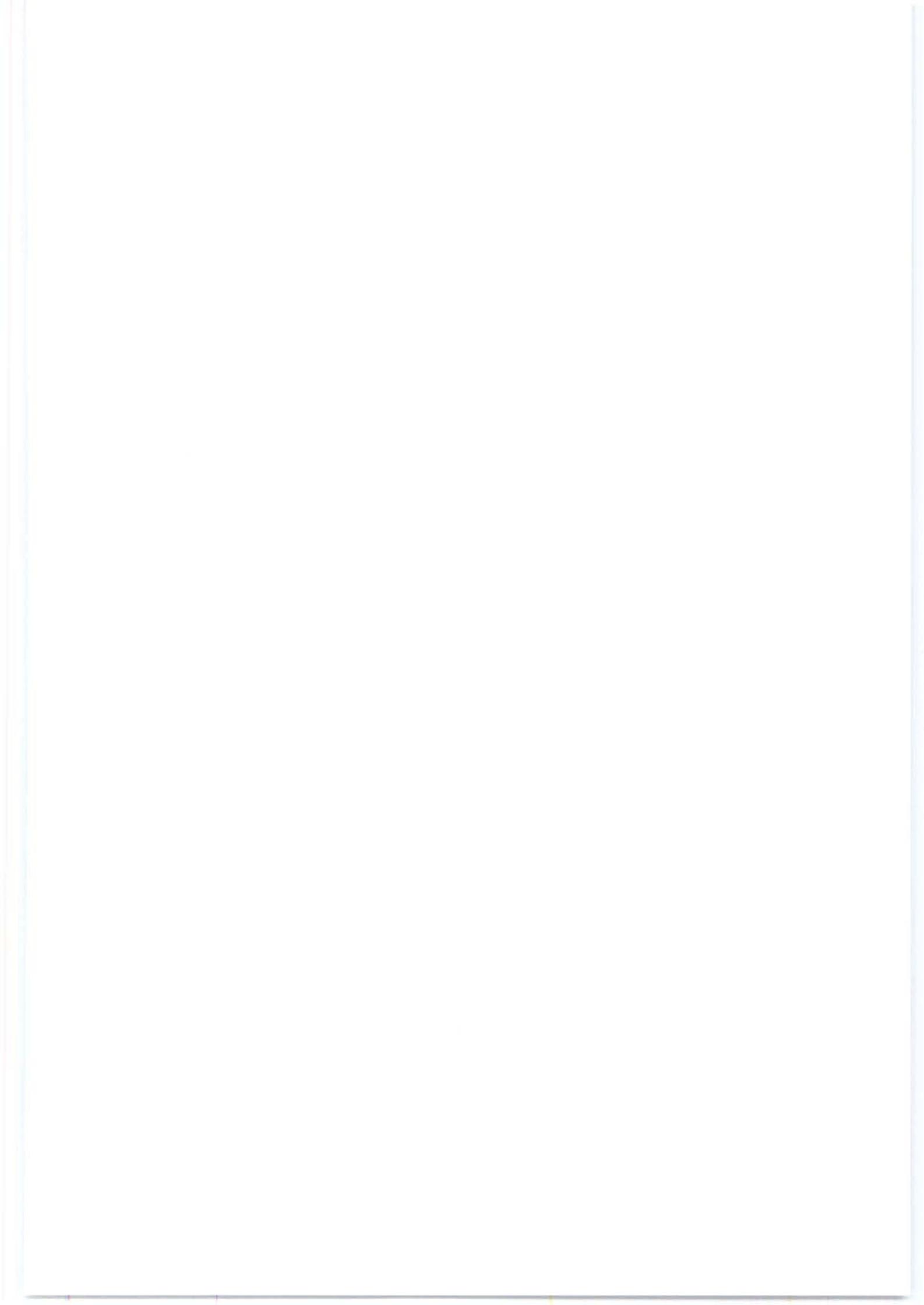
Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons détaillé l'étude concrète d'une estimation de la durée de vie de modules IGBT destinés à un onduleur de traction d'un véhicule Hybride Renault.

Après avoir posé, dans le premier chapitre, les bases théoriques nécessaires à cette estimation puis détaillé les différents composants qui forment le convertisseur, nous avons effectué un relevé de température sur le véhicule en fonctionnement au cours d'une mission routière de référence, choisie pour ses caractéristiques particulièrement contraignantes. Ce sont ces évolutions de températures, obtenues grâce à l'utilisation d'une instrumentation originale, qui nous ont servi comme base de départ pour ces travaux. En effet, d'après ces cycles thermiques relevés en condition normale de fonctionnement, nous avons pu mener une analyse statistique de la distribution de température existante. Par la suite, en concordance avec ses résultats, des essais de vieillissement accéléré (PCT) ont pu être réalisés sur plusieurs mois, nous donnant une courbe de loi de vieillissement qui nous a permis d'estimer la durée de vie des

composants utilisés. Finalement, une corrélation entre ces deux essais, nous a confirmé la robustesse des modules de puissances choisis pour ce type d'application dans ces conditions de fonctionnement et permis de lever le doute quant au peu de contraintes générées par les profils de mission routier de références sur ces modules.

S.C.D. - U.H.P. NANCY 1
BIBLIOTHÈQUE DES SCIENCES
Rue du Jardin Botanique
54000 VILLERS-LES-NANCY



Chapitre III – Modélisation du comportement thermique des modules de puissance - Extension de l'étude vers le convertisseur intégré en utilisation réelle sur une chaîne de traction

Introduction

Nous avons vu, dans le chapitre précédent, que pour réaliser une estimation de la durée de vie de composants utilisés dans une chaîne de traction, il était nécessaire de connaître les contraintes thermiques qui étaient générées dans ces modules lors de leur fonctionnement. Cette étape se révèle très importante pour ce type d'étude et le recours à une instrumentation précise et rapide, primordiale. Toutefois, si l'on connaît parfaitement les matériaux qui composent ces modules et les lois physiques qui régissent leur comportement thermique, nous pouvons estimer, de manière rapide et suffisamment précise, ces informations qui nous permettront d'obtenir cette durée de vie sur des profils de mission différents.

Avec les progrès technologiques rencontrés dans le domaine des convertisseurs intégrés, les constructeurs automobiles tentent à s'orienter vers ces systèmes. C'est donc tout naturellement que nous nous sommes intéressés à une modélisation du comportement thermique de ces nouvelles structures dans le cadre de recherches communes avec Renault.

Dans ce chapitre, nous aborderons deux modélisations thermiques, une concernant les modules Dual, avec une formulation simplifiée du comportement thermique, et une autre appliquée au convertisseur intégré dans laquelle les interactions thermiques entre les puces sont prises en compte afin de reproduire fidèlement le comportement physique.

Avec ce deuxième modèle, nous reproduirons le comportement thermique du convertisseur intégré, lorsque ce dernier est soumis à un fonctionnement réel sur une chaîne de traction. Des essais expérimentaux réalisés sur un banc de test de moteur électrique de véhicule automobile viendront valider ce modèle électrothermique et nous permettront de comparer les contraintes calculées avec celles mesurées.

1. Modélisation thermique simple des modules de puissance de type dual

1.1 Principe de l'étude

Comme nous venons de le préciser, le but premier de cette étude est d'obtenir les contraintes thermiques dans les composants, notamment sur les puces, lorsque ces derniers sont soumis à des fonctionnements réels.

Dans un premier temps, cette étude a été menée sur des modules de puissance, équivalents à ceux rencontrés dans l'onduleur de traction du deuxième chapitre, à savoir 600V-300A, sauf qu'ils sont fixés sur des refroidisseurs à eau conçus par le laboratoire, à l'inverse de ceux du véhicule, refroidis par air. Cette caractéristique n'entame en rien la validité de la méthodologie de réalisation du modèle ni même le modèle du composant, puisque dans le cas présent, ce sont principalement les données concernant les modules qui nous intéressent. Il est donc tout à fait possible de caler notre modèle de composants avec ce type de refroidisseur et de changer par la suite le mode de refroidissement pour des essais plus complexes avec des fonctionnements plus proches de la réalité.

Ne connaissant pas le mode de fonctionnement exact des modules de puissance dans le véhicule (loi de commande, niveau de puissance, paramètre du refroidissement...), nous avons décidé, pour cette modélisation, de simuler le comportement thermique des modules lorsque ces derniers sont soumis au cyclage thermique, tel que nous le connaissons parfaitement sur nos bancs de vieillissement accéléré en laboratoire (chapitre II, paragraphe 9). Ainsi, ce sont ces variations de températures, mesurées par fibres optiques et thermocouples, que nous allons tenter d'estimer et de valider par l'expérimentation.

1.2 Modélisation thermique employée

Plusieurs méthodes de modélisation sont possibles, analytique, analogique, numérique. Néanmoins, pour la modélisation de l'IGBT, nous nous sommes attachés à réaliser un modèle simple, composé de cellules RC en série reproduisant la succession des couches présentes dans la structure du module.

Ce modèle présente deux avantages principaux:

- simplicité de l'élaboration du modèle
- rapidité de simulation

Il sera calculé sous un environnement Matlab-Simulink®.

Ainsi, la détermination des cellules R-C a été la principale recherche dans ce chapitre. Il est donc important de connaître la structure et les matériaux qui composent ces modules de puissance (matériaux utilisés, épaisseur des différentes couches...).

1.2.1 Méthode de détermination des éléments RC

L'analyse détaillée présentant la théorie de cette méthode figure en annexe 5. Elle est basée sur la connaissance des paramètres physiques des matériaux qui composent les modules. Pour obtenir ces informations, il est nécessaire de pratiquer une analyse technologique semi-destructive de l'empilement. Nous ouvrons donc le boîtier, dans un premier temps, pour connaître l'architecture interne, puis nous découpons un échantillon parmi les composants arrivés en fin de vie, après cyclage, afin de connaître les épaisseurs des couches qui le composent.

1.3 Structure physique interne des modules

Comme nous l'avons détaillé en début de deuxième chapitre, ces modules IGBT sont constitués d'un empilement de matériaux divers (isolants électriques, conducteurs électriques et/ou thermiques), formant la structure du transistor IGBT et de sa diode associée.

Le tableau 13 donne, pour chacun des modules étudiés, le détail de leur structure, avec les dimensions et la disposition interne de chaque élément. A noter que le module A et le Module C sont du même type, à la différence que le premier possède une protection sur les pieds de bondings prévue pour retarder la levée de ces derniers lors du cyclage.

Technologie	Module A (module C + protection bonding)	Module B	Module C
I _{cn} (A) à T _c =25°C	350	300	350
Pastilles IGBT			
nombre	4	4	4
dimensions (mm)	12x12	11x11	12x12
surface totale Si (mm ²)	144	121	144
A/mm ² de Si	1.215	1.239	1.215
∅ fils (mm)	0,40	0,40	0,40
nombre de fils / pastille	8e+1g	8e+1g	8e+1g
nombre de soudures / pastille	16e+1g	16e+1g	16e+1g
courant / fil (A)	21.87	18.75	21.87
densité de courant / fil (A/mm ²)	174.07	149.2	174.07
Pastilles diodes			
nombre	4	4	4
dimensions (mm)	7.75x7.75	7.5x7.5	7.75x7.75
surface totale Si (mm ²)	60.06	56.26	60.06
A/mm ² de Si	2.91	2.66	2.91
∅ fils (mm)	0.4	0.4	0.4
nombre de fils / pastille	8	8	8
nombre de soudures / pastille	16	16	16
courant / fil (A)	21.87	18.75	21.87
densité de courant / fil (A/mm ²)	174.07	149.2	174.07
IGBT + Diode			
nombre total de fils	38+4	44+4	38+4
nombre total de soudures sur Si	128+4	128+4	128+4
nombre total de soudures sur Cu	36+4	56+4	36+4
nombre total de soudures sur Si et Cu	172	192	172
câblage en continu	oui	oui	oui
Semelle : dimensions (mm)			
	60.5x105x3.3	59x104x3	60.5x105x3.3
Substrat isolant			
	AlN	Al ₂ O ₃	AlN
Dimensions de céramique (mm)			
	2x(36x27)	4x(38x26)	2x(36x27)

Tab.13: Caractéristiques technologiques des modules de puissance étudiés

Le tableau 14 nous fournit les informations sur les épaisseurs des couches ainsi que les matériaux qui les composent [MAS-94].

Couche	Module A (µm)	Module B (µm)	Module C (µm)	Diffusivité thermique (m ² .s ⁻¹).10 ⁶ -5	Conductivité thermique (W.m ⁻¹ .K ⁻¹)
Fil de bonding (Al)	400	400	400	8.6	210
Métallisation (Al)	10	10	10	8.6	210
Puce IGBT (Si)	560	100	560	6.4	110
Brasure 1 (PbSn)	140	50	140	3	50
Cuivre 1	300	300	300	14.9	400
Céramique AlN ou Al ₂ O ₃	640 (AlN)	400 (Al ₂ O ₃)	640 (AlN)	4.7 (AlN) 1 (Al ₂ O ₃)	140 (AlN) 30 (Al ₂ O ₃)
Cuivre 2	300	300	300	14.9	400
Brasure 2 (PbSn)	180	300	180	3	50
Semelle (Cu)	3300	3000	3300	14.9	400
Graisse thermique	≈ 50	≈ 50	≈ 50	0.07	0.6
Refroidisseur (Cu)	20 000	20 000	20 000	14.9	400

Tab.14: Paramètres physiques des matériaux de l'empilement des modules IGBT étudiés

1.4 Hypothèses simplificatrices

Avant de modéliser le composant il est nécessaire de poser des hypothèses qui correspondent au mieux au système étudié et à la méthode de modélisation [DEG-90]. Ces hypothèses sont les suivantes:

- Le flux thermique est appliqué sur la surface supérieure de la puce.
- La chaleur se propage de la puce vers le refroidisseur par conduction, pas de rayonnement, ni de convection. Les surfaces latérales des éléments sont donc considérées adiabatiques.
- Pas de résistances de contact entre les couches, sauf entre la semelle du module et le refroidisseur matérialisée par la graisse thermique.
- Les propriétés physiques des matériaux sont invariantes avec la température.
- Afin de se rapprocher au plus près des résultats expérimentaux, on admet que l'écoulement du flux de chaleur dans les différentes couches s'élargit suivant un cône de section carré de 45° de demi-angle au sommet [ALOI-92]. La figure 73 illustre cette hypothèse.
- Les résistances et capacités thermiques sont calculées avec les surfaces moyennes de dissipation sauf pour le refroidisseur où la capacité est calculée avec la surface totale comme indiqué sur la figure 74.

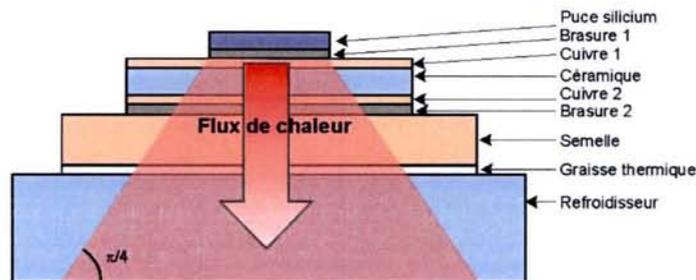


Fig.73: Schéma de diffusion de la chaleur dans les couches du module

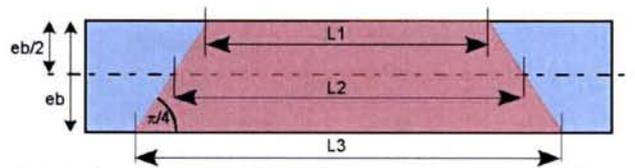


Fig.74: Détermination de la largeur du cône de dissipation

La largeur des côtés du tronc de pyramide ($L_1, L_2 \dots$) à différentes profondeurs ($eb/2, eb$) est calculée ainsi.

$$L_2 = L_1 + eb \cdot \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \rightarrow \text{Surface moyenne} = L_2^2$$

$$L_3 = L_1 + 2 \cdot eb \cdot \tan\left(\frac{\pi}{8}\right) \rightarrow \text{Surface totale} = L_3^2$$

Même si pour les couches fines, la surface totale ou moyenne à peu d'importance, pour les couches plus épaisses, une différence importance peut exister.

1.4.1. Remarque

Comme le flux de chaleur est entièrement dissipé dans le refroidisseur, il devient possible de calculer la température de sortie d'eau d'après la puissance appliquée et la chaleur spécifique de l'eau. L'expression est la suivante.

$$T_{wo} = \frac{P_{total}}{c_e \cdot q} + T_{wi} \quad (1.1)$$

avec

T_{wo} température de sortie d'eau.

P_{total} Somme des pertes appliquées sur les puces (W)

q débit d'eau dans le refroidisseur (l/s)

c_e chaleur spécifique de l'eau ($4180 \text{ J.Kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$)

T_{wi} température d'entrée d'eau

1.5 Modélisation de l'empilement.

Comme nous l'avons détaillé, les couches superposées peuvent être modélisées par une mise en série de quadripôles passifs par analogie aux circuits électriques. Il suffit pour cela de déterminer la valeur des éléments du quadripôle thermique de chaque couche (résistance thermique et capacité thermique) calculée à partir de leur propriétés physiques.

La source de chaleur est représentée par une source de courant. Les tensions mesurées aux bornes des capacités correspondent à l'élévation de température (ΔT) dans les matériaux considérés. Il est donc important d'ajouter à cette mesure la valeur de la température de référence équivalant à la température de l'eau du refroidisseur.

1.5.1 Représentation électrique

La figure 75 représente le circuit équivalent de l'empilement des couches sous la puce IGBT et la figure 76 celui de la graisse et du refroidisseur.

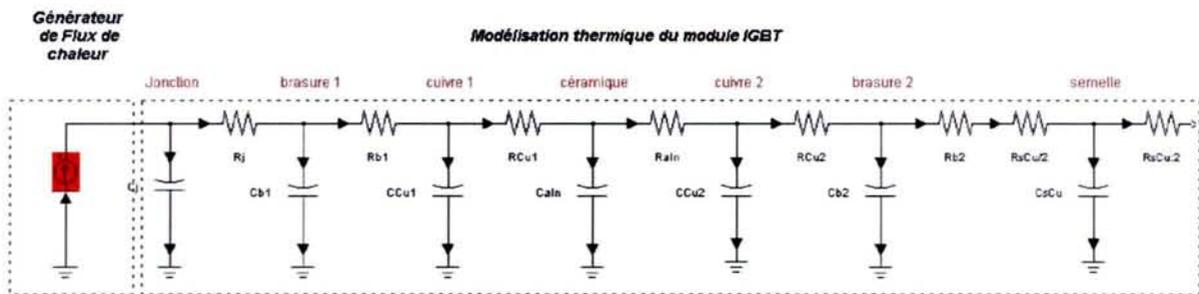


Fig. 75: Modélisation thermique de l'empilement des couches du composant IGBT

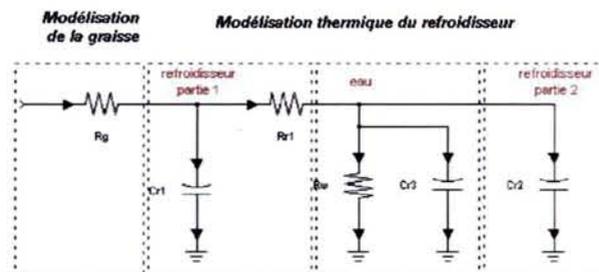


Fig. 76: Modélisation thermique de la graisse et du refroidisseur

La Graisse thermique est modélisée par une résistance de contact R_g . Elle est très difficile à évaluer puisque ses propriétés physiques sont méconnues et son épaisseur approximative. On la détermine donc de manière empirique.

On peut également noter la présence d'une résistance notée R_w et d'une capacité thermique C_w dans le schéma ci-dessus. R_w n'est applicable que pendant la phase de refroidissement et C_w pendant la phase de conduction. Physiquement la résistance R_w mise au neutre symbolise un radiateur infini (puits de chaleur) puisque la circulation d'eau évacue l'entière partie du flux thermique (rayonnement et convection nuls). Quant à la capacité thermique C_w elle ne peut être négligée du fait de la valeur importante de la chaleur spécifique de l'eau ($4180 \text{ J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$) par rapport aux autres matériaux.

1.6 Paramètres de simulation

La simulation du comportement thermique du modèle a été réalisée, comme nous avons pu le voir sur les figures 75 et 76, avec Simulink®.

1.6.1 Simulation du mode statique et dynamique de cyclage

Comme nous souhaitons reproduire les pertes générées lors du cyclage thermique des composants sur banc, deux conditions de simulation ont été établies :

- Le fonctionnement en mode statique, dans lequel la puissance est appliquée jusqu'à stabilisation des températures et le refroidissement constamment activé.
- Le fonctionnement en mode dynamique, dans lequel nous alternons les phases de chauffage et de refroidissement du composant, telles que nous pouvons le constater lors du cyclage thermique (chapitre I, figure 21).

1.6.2 Application du flux de chaleur

L'origine du flux de chaleur provient des pertes Joules conséquentes à la conduction du courant ($\approx 350 \text{ A}$) dans les puces IGBT. Le calcul des pertes s'effectue donc simplement de la façon suivante.

$$P = I_{IGBT} \times V_{ce_{IGBT}} \times N_{ip}$$

où N_{ip} est le nombre d'IGBT par module.

Nous prenons comme hypothèse que les puces IGBT présentes dans le module sont identiques, elles engendrent par conséquent les mêmes pertes.

$$V_{ce_1} = V_{ce_2} \quad \text{et} \quad I_1 = I_2$$

Les tensions Vce que l'on applique sur le modèle peuvent être déduites de deux manières différentes. Soit elles sont mesurées sur les bancs d'essais, soit elles sont déduites des courbes $I_c = f(V_{ce})$ données par les constructeurs de composants comme sur la figure 77.

Sur ce graphique, les courbes ont été approximées par des droites, pour 25 et 125 °C. Comme nos courants sont rarement inférieurs à 150A, il est donc facile de déduire la tension aux bornes des IGBT d'après l'équation de ces droites.

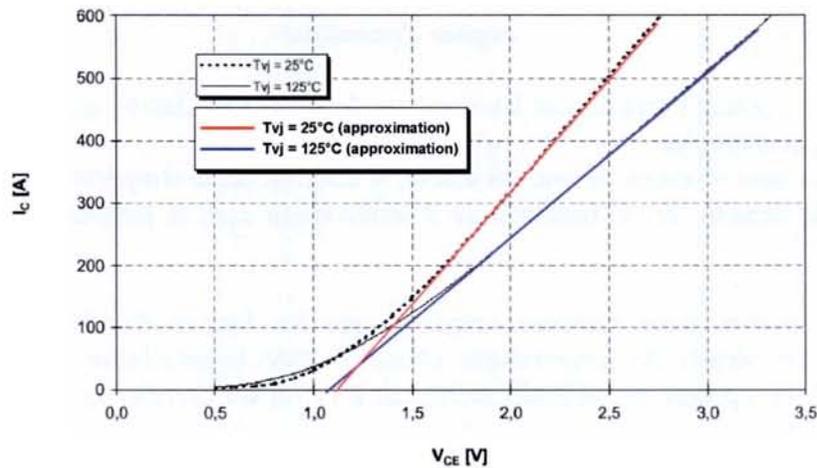


Fig.77: Courbes constructeurs $I_c=f(V_{ce})$ et droites approximées

Nous voyons clairement que dans le cas présent, la tension n'est pas uniquement fonction du courant mais également de la température de puce. Néanmoins, dans le cadre de nos essais à courant de conduction constant, nous avons décidé de choisir une équation de la tension fonction uniquement du courant.

1.7 Résultats de simulation

Les résultats de simulations que nous présentons ont été effectués d'après le modèle d'un module de puissance de type C. Les épaisseurs ainsi que les paramètres physiques de chaque couche ont été pris en compte pour ce modèle.

Les deux types de fonctionnement ont été reproduits.

- Dynamique (conduction – refroidissement – repos)
- Statique (conduction + refroidissement)

1.7.1 Essai en dynamique

Niveau de courant de conduction: 205 A

Tension durant la phase de conduction: 2,07 V (indépendant de la température)

Ton/Toff: 25/50s

Température d'entrée d'eau: 22°C.

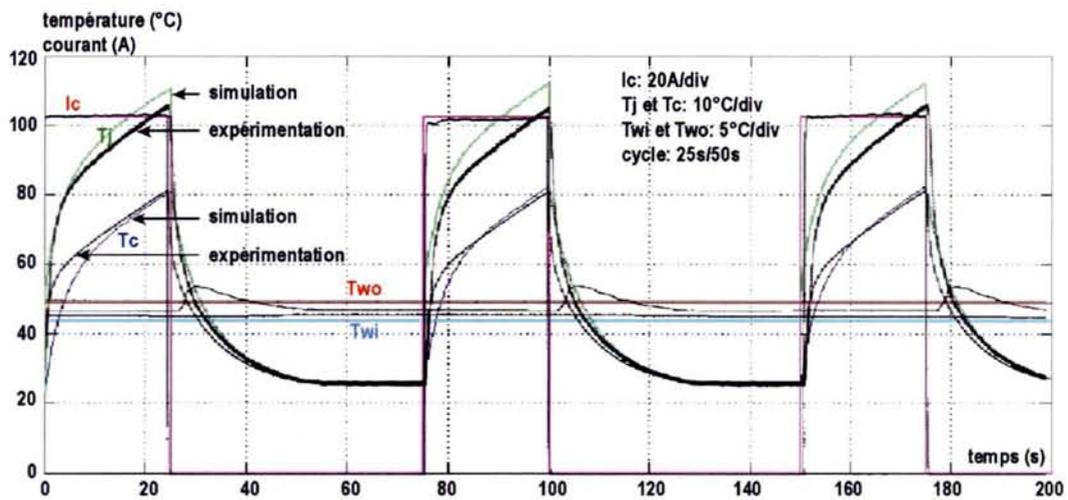


Fig.78: Comparaison entre résultats de simulation et expérimentation pour un essai en régime dynamique

Les courbes en couleur représentent les résultats de simulation tandis que les courbes noires, les valeurs expérimentales.

Cinq grandeurs sont relevées durant ces essais, le courant I_c , la température de jonction T_j , la température de semelle T_c , la température d'entrée d'eau T_{wi} , la température de sortie d'eau T_{wo} .

Sur ces trois cycles, nous pouvons constater que les formes d'ondes sont sensiblement équivalentes. Les écarts de températures mesurés entre la simulation et l'expérimentation (mesure par fibre optique et méthode indirecte) à la fin du premier cycle nous donnent les résultats suivants.

Températures relevées	Simulation	Expérimentation	Erreur par rapport à l'expérimentation
$T_{j_{max}}$ (°C)	113	105	7.6 %
ΔT_j (°C)	87	79	10.1 %
$T_{c_{max}}$ (°C)	81	81	0 %
ΔT_c (°C)	55	55	0 %

Tab.15: Températures et écart relevés entre l'expérimentation et la simulation à la fin du premier cycle en mode dynamique

L'écart entre la valeur mesurée par la fibre et par la méthode indirecte s'explique par le fait que la sonde nous donne la mesure de température au centre de la puce, à la différence de la méthode indirecte, qui prend en compte les gradients de température à la surface et nous donne donc une température moyenne surfacique.

Pour ce qui est de la différence de la température de semelle entre l'expérimentation et la simulation, elle provient vraisemblablement d'une erreur d'estimation des résistances thermiques de l'empilement. Les premières secondes de la phase de montée en température montrent également des différences qui s'expliquent par une mauvaise appréciation des capacités thermiques des différentes couches du module.

1.7.2 Essai en statique

Niveau de courant de conduction: 205 A

Tension durant la phase de conduction: 2,15 V (indépendant de la température)

Température d'entrée d'eau: 23.2°C.

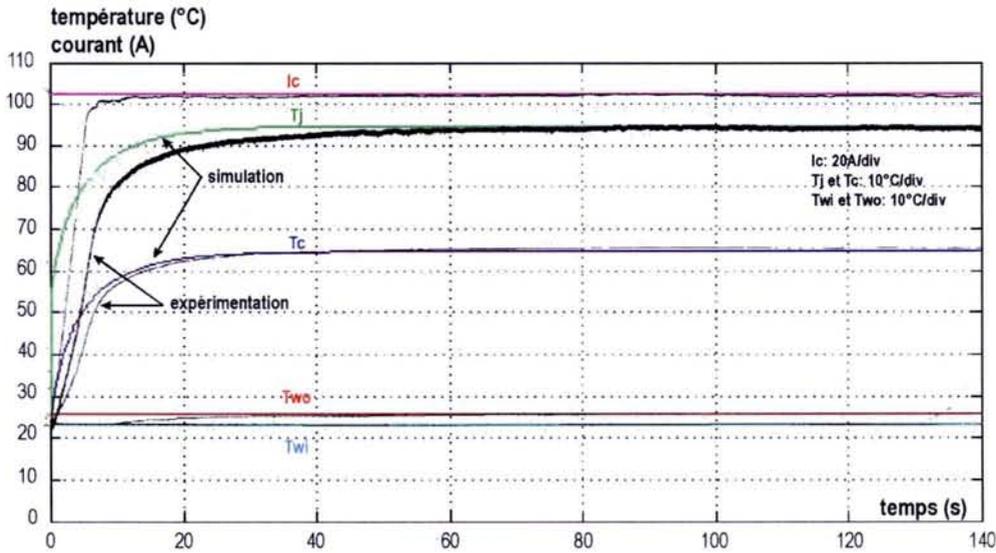


Fig. 79: Comparaison entre résultats de simulation et expérimentation pour un essai en régime statique

Pour cet essai, nous avons simulé l'application d'un créneau de courant sur le module alors que l'eau circule dans le refroidisseur. Nous pouvons constater que les températures calculées convergent vers les valeurs relevées lors de l'expérimentation.

L'écart entre les courbes, dans la phase transitoire ($t < 50s$), correspond au fait que le courant, lors de l'expérimentation, ne se stabilise à sa valeur nominale qu'après une période de transition ($\approx 50s$), au contraire de la simulation où la valeur du courant est constante tout au long de l'essai. Néanmoins, comme nous ne vérifions que les valeurs du régime établi, il importe peu de suivre l'évolution des grandeurs durant cette phase transitoire.

Grâce à cet essai, il nous est possible de mesurer les résistances thermiques présentes dans le module.

- $R_{th_{jc}}$ résistance entre la jonction et la semelle (équation 9.1, chapitre II)
- $R_{th_{jw}}$ résistance entre la jonction et l'eau (équation 9.2, chapitre II)

Nous obtenons les valeurs suivantes:

Résistances thermiques	Simulation	Expérimentation	Erreur par rapport à l'expérimentation
$R_{th_{jc}} (10^3 K.W^{-1})$	33.9	32	5.9 %
$R_{th_{jw}} (10^3 K.W^{-1})$	79.2	78.8	0.5 %

Tab.16: Valeurs des résistances thermiques mesurées et calculées

1.8 Conclusion de cette étude

Rappelons que le but principal de cette première étape était de modéliser les modules de type dual et de déterminer les éléments RC du modèle thermique, dans le but de simuler le comportement de ces derniers lorsqu'ils sont soumis à des cyclage de puissance. Cette étape devait se poursuivre avec la modélisation de ces modules sur leur refroidisseur dédié, pour un fonctionnement proche de la réalité, afin d'estimer les contraintes thermiques générées sur les composants.

Malheureusement, avec la décision de Renault d'orienter leurs recherches vers d'autres types de composants et par la même occasion d'autres refroidisseurs, nous n'avons pu mener à terme les mesures entamées sur ces modules et effectuer les essais nécessaires à l'établissement d'un modèle complet, dans un premier temps, puis à sa validation.

Néanmoins, des commentaires peuvent être apportés sur cette première étape en précisant que cette modélisation s'applique particulièrement bien à ce type de composant, dans lequel le flux de chaleur est principalement unidirectionnel et les interactions avec les autres puces faibles. En effet, les résultats obtenus nous montrent une bonne estimation des contraintes thermiques générées sur les cycles simples étudiés. Toutefois, l'étude dynamique réalisée met en évidence les limites de ce modèle avec des difficultés dans la détermination des capacités thermiques de certaines couches, dont les paramètres physiques sont mal connues, et les approximations réalisées sur l'échange thermique existant entre le refroidisseur et l'eau.

2. Modélisation thermique réduite d'un convertisseur intégré multichip

Les évolutions récentes dans le domaine de l'électronique de puissance convergent vers l'augmentation de la densité de puissance et la réduction de volume des dispositifs électroniques. C'est dans cette perspective de développement que sont apparus les premiers convertisseurs intégrés, destinés à la moyenne puissance et notamment à la traction (voiture, tram...).

Malheureusement, l'émergence de ces nouvelles structures, s'accompagne d'une augmentation des contraintes thermiques subies par les puces silicium, du fait du rapprochement physique de ces dernières, de l'augmentation de la puissance et de l'environnement dans lequel évoluent ces structures.

Dans le cadre d'une étude de fiabilité de ces composants, basée sur la fatigue thermique, il apparaît important, tout d'abord, de mesurer, puis d'estimer ces contraintes lors du fonctionnement réel du convertisseur.

Ainsi, dans un premier temps, nous présenterons l'utilisation d'une méthode de modélisation thermique appliquée à un convertisseur intégré multichip du commerce et nous démontrerons l'efficacité de cette méthode en terme de vitesse de calcul et de précision des résultats grâce à une validation expérimentale. Puis, dans un deuxième temps, nous appliquerons cette méthode sur un convertisseur intégré spécifiquement conçu pour être utilisé dans une chaîne de traction Renault. Enfin, nous validerons nos résultats de simulation par des relevés expérimentaux.

2.1 Principe de l'étude

Cette modélisation, basée sur une simulation 3D, validée expérimentalement, nous permet d'obtenir un modèle réduit. Avec ce modèle réduit, nous pouvons calculer rapidement l'évolution de la température des puces avec une précision équivalente au modèle 3D. Ainsi, avec cet outil de simulation, il devient possible d'obtenir le comportement thermique des puces silicium d'un convertisseur intégré en fonctionnement réel et d'en estimer les contraintes nécessaires à l'étude de la fatigue thermique. Un diagramme synoptique détaillant cette étude est présentée en annexe 6 [CAR-03].

2.2 Présentation du convertisseur intégré

2.2.1 Schéma électrique

Le convertisseur intégré étudié est un onduleur triphasé de courant, de calibre 200A-600V, fabriqué par le constructeur de semi-conducteurs allemand Eupec [EUP-00]. Il s'agit d'un module de puissance multichip d'une technologie planar (superposition de couches) et hybride (diode+IGBT). Il comprend 12 puces silicium (6 IGBT + 6 diodes), réparties sur la surface supérieure du module, figure 80. L'ensemble des puces est réparti en trois parties distinctes, reprenant la similarité du schéma électrique avec ses trois bras d'onduleur, figure 81.

Les puces présentes dans le module ont été numérotées de 1 à 12 afin de pouvoir les identifier dans la suite de l'étude.

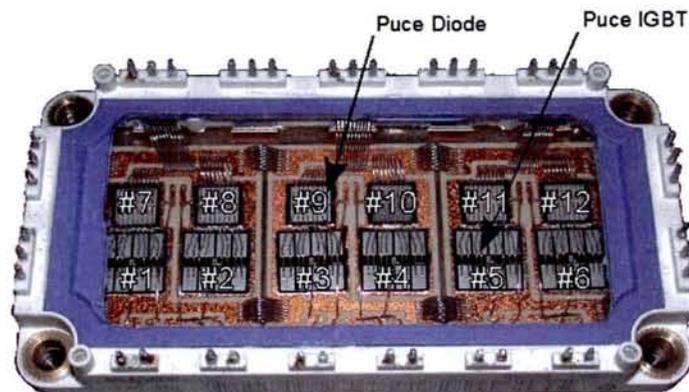


Fig.80: Convertisseur intégré ouvert

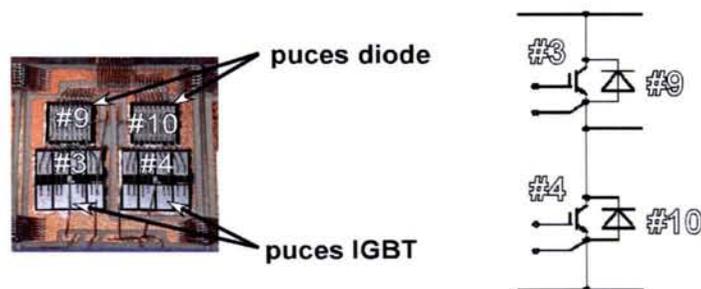


Fig.81: Détail d'un bras de l'onduleur et son circuit électrique correspondant

2.2.1 Détail de l'empilement des matériaux

De même que pour les modules classiques rencontrés en début de chapitre, nous avons besoin de connaître la structure interne du convertisseur (matériaux utilisés, épaisseur des différentes couches...). On effectue donc, dans un premier temps, une analyse semi-

destructive du composant en ouvrant le package, comme le montre la figure 80, dans le but de repérer l'emplacement des puces. Cette étape effectuée, on procède à une analyse destructive, en tranchant un composant, afin d'en tirer l'épaisseur et la composition des différentes couches. Le résultat des mesures et analyses est répertorié dans le tableau ci-dessous.

Couche	Épaisseur (µm)	Dimensions (mm x mm)	Diffusivité thermique ($m^2.s^{-1}$). 10^e-5	Conductivité thermique ($W.m^{-1}.K^{-1}$)
Fil de bonding (Al)	320	Ø 0.32	8.6	210
Métallisation (Al)	10	Idem puces	8.6	210
Puce IGBT (Si)	95	12.5x12.5	6.4	110
Puce diode (Si)	70	9x9	6.4	110
Brasure 1 (PbSn)	90	Idem puces	3	50
Cuivre 1	275	27.5x14.5	14.9	400
Céramique (Al ₂ O ₃)	390	40x32	1	30
Cuivre 2	275	40x32	14.9	400
Brasure 2 (PbSn)	380	40x32	3	50
Semelle (Cu)	3000	60x120	14.9	400
Graisse thermique	≈ 50	60x120	0.07	0.6
Refroidisseur en Cuivre Béryllium (CuBe)	20 000	80x140	14.9	400

Tab.17: Épaisseurs et propriétés physiques des matériaux de l'échantillon prélevé

2.3 Description du modèle électrothermique réduit du module multichip

L'objectif de cette partie est de déterminer un modèle électrothermique réduit très proche du modèle réel, dans le but de pouvoir calculer rapidement les températures de jonction lorsque le composant est soumis à un mode normal de fonctionnement

Nous détaillerons, dans un premier temps, le modèle thermique nous permettant de calculer les températures en fonction des puissances appliquées, des impédances thermiques du module étudié et de la température de référence, puis nous élargirons notre modèle thermique à un modèle électrothermique incluant la détermination des températures en fonction du courant, I_c , des impédances thermiques, Z_{th} , de la température de puce, T , de la température de référence, T_{ref} , et de la fréquence de commutation, F_{sw} , comme nous pouvons le voir avec les expressions suivantes.

$$\boxed{T = f(Z_{th}, T_{ref}, P)} \quad \rightarrow \quad \boxed{T = f(Z_{th}, T_{ref}, I_c, T, F_{sw})}$$

Modèle thermique Modèle électrothermique

2.3.1 Le modèle thermique

Dans notre cas d'étude, nous prenons en compte non seulement le module, mais également son refroidisseur comme le montre la figure 82.

Ce que nous cherchons avec notre modèle, c'est obtenir la température en un certain nombre de points du volume quand une puissance est appliquée à la surface des puces silicium. Dans notre cas, nous avons choisi le centre des puces comme points de calcul de la température.

Notre référence de température pour les calculs est la valeur de température de la surface inférieure du refroidisseur, considérée comme isotherme. L'équation de conduction de la chaleur est considérée comme linéaire.

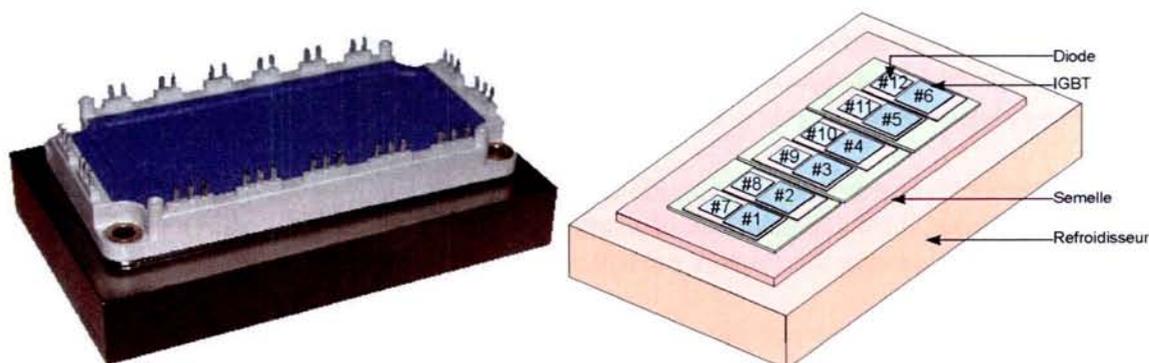


Fig.82: Photo et schéma du module avec son refroidisseur

2.3.1.1 Cas d'une mono-source de chaleur

Dans le cas d'une puissance arbitraire appliquée en tout point r du volume, l'évolution de la température, par rapport à une référence, à ce point r , peut être calculée par l'intégrale d'un produit de convolution [PRO-99, GER-99, CAR-99, CAR-02, YUN-01], et que l'on peut représenter avec l'équation suivante

$$T(r, t) - T_{ref}(t) = \int_0^t P(\tau) \cdot \dot{Zth}(r, t - \tau) d\tau \quad (2.1)$$

avec

$T(r, t)$ représente l'évolution de la température au point r par rapport à la référence $T_{ref}(t)$

$P(\tau)$ représente l'évolution de la puissance au point r .

\dot{Zth} représente la dérivée de l'impédance thermique en fonction du temps. Cette impédance est déterminée entre le point r et la référence.

2.3.1.2 Cas d'une multi-source de chaleur

Dans le cas d'un module multichip comme le nôtre, fonctionnant, qui plus est, en convertisseur, il apparaît clairement que la répartition de puissance appliquée sur les puces est hétérogène. Autrement dit, l'incidence thermique des puces les unes envers les autres est indéniable, mettant en évidence des impédances thermiques mutuelles au sein du module.

Dans ce cas de figure, le principe de superposition, propre au modèle électrique, peut être appliqué, justifiant ainsi l'apparition de la sommation dans l'équation résultante. Nous obtenons ainsi l'équation (2.2), donnant l'évolution de température au centre des puces (point i) en fonction des puissances appliquées sur les puces, indiquée j , $P_j(\tau)$, et des impédances thermiques présentes dans le module, Zth_{ij} .

$$T_i(t) - T_{ref}(t) = \sum_{j=1}^n \int_0^t P_j(\tau) \cdot \dot{Zth}_{ij}(t - \tau) d\tau \quad (2.2)$$

avec

$T_i(t)$ représente l'évolution de la température au point i , centre de la surface d'une puce.

$P_j(\tau)$ représente l'évolution de la puissance sur la puce j .

\dot{Zth}_{ij} représente la dérivée de l'impédance thermique en fonction du temps. Cette impédance est déterminée au point i entre le point i et la référence, lorsque la puce j dissipe.

n représente le nombre de puces dans le module, dans notre cas 12.

Par conséquent, pour résoudre ce modèle thermique et ainsi estimer les températures aux centres des puces, il est nécessaire de déterminer deux termes essentiels du modèle :

- les impédances thermiques présentes au sein du module et dues à la proximité des puces.
- la puissance dissipée par les puces, due au passage du courant dans ces puces (pertes en conduction), et à la loi de commande (pertes en commutation).

2.3.1.3 Matrice des impédances thermiques

Du fait de la multiplicité des puces dans le module (6 IGBT et 6 diodes), et par conséquent des impédances thermiques Zth_{ij} , nous pouvons représenter cette impédance sous la forme d'une matrice carrée de taille $(i \times j) \equiv (n \times n)$.

$$Zth = \begin{pmatrix} Zth_{1,1} & Zth_{1,2} & \dots & Zth_{1,j} \\ Zth_{2,1} & Zth_{2,2} & \dots & Zth_{2,j} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Zth_{i,1} & Zth_{i,2} & \dots & Zth_{i,j} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

Les éléments de la diagonale ($i=j$) représentent les *impédances propres*, c'est-à-dire les impédances thermiques entre les puces qui dissipent (#1 à #12) et la référence, tandis que les autres éléments de la matrice ($i \neq j$) représentent les *impédances mutuelles* présentes dans le module.

2.3.1.4 Puissance appliquée

La puissance dissipée par le passage du courant dans les puces est fonction des caractéristiques physiques des puces. Ces caractéristiques peuvent être estimées afin d'obtenir une nouvelle formulation de la puissance, mettant en évidence une non-linéarité dans le modèle thermique, du fait de la dépendance de la puissance vis-à-vis de la température de puce. Nous obtenons ainsi une nouvelle formulation de la puissance, qu'il est important d'évaluer afin d'obtenir un modèle électrothermique, avec $I_i(t)$, le courant qui circule dans la puce i et $T_i(t)$, la température de cette même puce. Ainsi, le $P_i(t)$ de l'équation (2.2) sera équivalente à la l'expression suivante.

$$P_i(\tau) = f(I_i(t), T_i(t)) \quad (2.4)$$

2.3.1.5 Détermination des impédances thermiques

Déterminer les éléments de la matrice impédance (2.3) est une étape primordiale dans la résolution du modèle thermique. Cependant, la difficulté dans la détermination de ces impédances réside dans le fait que pour pouvoir résoudre rapidement le modèle thermique, il

nous faut obtenir une équation analytique de ces dernières. En effet, la résolution de l'intégrale du produit de convolution de l'équation (2.2) sera plus rapide si l'on obtient une équation analytique générale de l'impédance plutôt que si l'on calcule le modèle avec la valeur instantanée des impédances.

Cette contrainte nous amène donc à déterminer une équation générale des impédances thermiques du module. Cette équation sera déduite de mesures thermiques.

Deux possibilités s'offrent à nous pour obtenir ces mesures :

- Une *détermination numérique* avec le recours à la modélisation 3D.
- Une *détermination expérimentale*, nécessitant une méthode de mesure précise et rapide de la température des puces.

Toutefois, une question peut se poser : pourquoi réaliser une détermination numérique, puisqu'a priori une détermination expérimentale, réalisée de façon méthodique, peut suffire ? La réponse est simple. La méthode numérique nous permet d'obtenir des valeurs d'impédances d'une grande précision, en tout point du module, surtout ceux inaccessibles pour l'instrumentation (brasure, céramique...). De plus, cette technique nous permet d'obtenir des données pour des pas de simulation très faibles, proche de la constante de temps du silicium (<1ms), chose impossible avec des sondes thermiques classiques.

Dans le cas présent, nous réaliserons les deux méthodes de détermination, avec l'avantage de pouvoir valider le modèle numérique par les essais expérimentaux et nous conforter ainsi dans les hypothèses posées pour la résolution numérique 3D (épaisseur de graisse, propriétés physiques des brasures...).

2.3.1.6 Détermination numérique

Différents travaux décrivant la résolution numérique du comportement thermique, en statique ou en transitoire, d'un module multichip ont été publiés. Les méthodes de résolutions par éléments finis sont très utilisées [LEW-96, YUN-99] mais engendrent des temps de calcul parfois longs. Cependant, avec l'aide d'un code numérique BEM (Boundary Element Method), basé sur la méthode des équations intégrales de frontières, nous pouvons espérer réduire ce temps de calcul de façon significative, puisque ce dernier résout les équations permettant le calcul des températures surfaciques et par conséquent à toutes les interfaces [BRE-92, KHA-01, GUV-99].

C'est dans ce contexte que nous avons opté pour le logiciel élaboré au LTN, nommé PEPiTA (Power Electronic Packages Thermal Analysis). Cet outil permet de calculer les champs de températures et de flux thermiques 3D dans l'ensemble de la structure hybride en régime statique ou dynamique. Le programme de calcul permet de résoudre le problème de conduction de la chaleur, en statique et en transitoire, dans des structures complexes 3D multi-matériaux. Cet outil, basé sur la méthode des équations intégrales de frontières, BEM, a été particulièrement orienté pour les structures rencontrées dans le "packaging" des composants électroniques de puissance [KHA-00, KHA-01].

Le logiciel GID a été utilisé, pour sa part, pour élaborer le modèle graphique. Il permet la création du schéma 3D, son maillage et la visualisation des résultats obtenus après calcul. Le cœur du programme est, quant à lui, réalisé en fortran [PRE-92] et interfacé avec GID.

Hypothèses simplificatrices

Des hypothèses qui correspondent au mieux au système étudié et à la méthode de modélisation sont posés préalablement au calcul.

- Les matériaux modélisés ont des propriétés isotropiques et homogènes.

- En condition initiale, nous prenons l'hypothèse qu'en tout point la température est uniforme et vaut $T(x, y, z, t=0) = T_o$.
- La dissipation de puissance dans les puces est considérée comme uniforme. La surface active des puces IGBT est de 1.15 cm² et 0.64 cm² pour les diodes.
- Le flux de chaleur se propage de la puce vers le refroidisseur par conduction, pas de rayonnement, ni de convection. Les surfaces latérales des éléments sont donc considérées adiabatiques.
- Les couches de brasures et de graisse thermique ont été modélisées par des résistances de contacts à cause de leur faible épaisseur.
- Les propriétés physiques des matériaux sont invariantes avec la température.
- La surface inférieure du refroidisseur est isotherme et correspond à la température de référence pour les calculs.
- Le refroidisseur est modélisé avec le module et est considéré comme un parallélépipède plein.
- Le module présente une symétrie sur sa longueur, nous pouvons donc en tirer des hypothèses de similarité de température au niveau des résultats obtenus dans les calculs.

Méthodologie de la détermination numérique

La méthodologie pour la détermination des impédances thermiques est simple. Nous appliquons une puissance unitaire sur une puce et nous relevons l'évolution de température sur toutes les puces du module afin d'en tirer les impédances thermiques mutuelles et propres. Nous reproduisons cet essai pour toutes les puces du module, soit au total 12 simulations.

Grâce aux résultats obtenus, avec ces 12 essais, nous pouvons ainsi déterminer les 12x12 éléments de la matrice impédances. Toutefois, une réduction du nombre d'essais à réaliser peut être effectuée. En effet, du fait de la taille du module, donc de l'éloignement de certaines puces les unes envers les autres, mais également du fait des matériaux présents dans le module, nous pouvons effectuer certaines simplifications et considérer certaines impédances comme nulles. D'autres éléments peuvent également être considérés comme identiques suivant l'emplacement des puces. Par exemple, nous pouvons dire que l'impédance $Z_{th_{3,10}}$ peut être assimilée comme identique à l'impédance $Z_{th_{4,9}}$, voir figure 80.

Nous pouvons également simplifier les éléments de la diagonale de cette matrice, en appliquant l'hypothèse que les 6 impédances des IGBT et les 6 impédances des diodes sont respectivement identiques. Ainsi, nous n'obtenons plus que deux types d'impédances au lieu des 12 initiaux.

Avec ces simplifications, nous pouvons ainsi réécrire la matrice (2.3) pour obtenir la forme suivante.

$$Z_{th_{ij}} = \begin{bmatrix} Z_{th_{11}} & Z_{th_{12}} & Z_{th_{13}} & 0 & 0 & 0 & Z_{th_{17}} & Z_{th_{18}} & Z_{th_{19}} & 0 & 0 & 0 \\ Z_{th_{21}} & Z_{th_{22}} & Z_{th_{23}} & Z_{th_{24}} & 0 & 0 & Z_{th_{27}} & Z_{th_{28}} & Z_{th_{29}} & Z_{th_{210}} & 0 & 0 \\ Z_{th_{31}} & Z_{th_{32}} & Z_{th_{33}} & Z_{th_{34}} & Z_{th_{35}} & 0 & Z_{th_{37}} & Z_{th_{38}} & Z_{th_{39}} & Z_{th_{310}} & Z_{th_{311}} & 0 \\ 0 & Z_{th_{42}} & Z_{th_{43}} & Z_{th_{44}} & Z_{th_{45}} & Z_{th_{46}} & 0 & Z_{th_{48}} & Z_{th_{49}} & Z_{th_{410}} & Z_{th_{411}} & Z_{th_{412}} \\ 0 & 0 & Z_{th_{53}} & Z_{th_{54}} & Z_{th_{55}} & Z_{th_{56}} & 0 & 0 & Z_{th_{59}} & Z_{th_{510}} & Z_{th_{511}} & Z_{th_{512}} \\ 0 & 0 & 0 & Z_{th_{64}} & Z_{th_{65}} & Z_{th_{66}} & 0 & 0 & 0 & Z_{th_{610}} & Z_{th_{611}} & Z_{th_{612}} \\ Z_{th_{71}} & Z_{th_{72}} & Z_{th_{73}} & 0 & 0 & 0 & Z_{th_{77}} & Z_{th_{78}} & Z_{th_{79}} & 0 & 0 & 0 \\ Z_{th_{81}} & Z_{th_{82}} & Z_{th_{83}} & Z_{th_{84}} & 0 & 0 & Z_{th_{87}} & Z_{th_{88}} & Z_{th_{89}} & Z_{th_{810}} & 0 & 0 \\ Z_{th_{91}} & Z_{th_{92}} & Z_{th_{93}} & Z_{th_{94}} & Z_{th_{95}} & 0 & Z_{th_{97}} & Z_{th_{98}} & Z_{th_{99}} & Z_{th_{910}} & Z_{th_{911}} & 0 \\ 0 & Z_{th_{12}} & Z_{th_{13}} & Z_{th_{14}} & Z_{th_{15}} & Z_{th_{16}} & 0 & Z_{th_{18}} & Z_{th_{19}} & Z_{th_{110}} & Z_{th_{111}} & Z_{th_{112}} \\ 0 & 0 & Z_{th_{13}} & Z_{th_{14}} & Z_{th_{15}} & Z_{th_{16}} & 0 & 0 & Z_{th_{19}} & Z_{th_{110}} & Z_{th_{111}} & Z_{th_{112}} \\ 0 & 0 & 0 & Z_{th_{24}} & Z_{th_{25}} & Z_{th_{26}} & 0 & 0 & 0 & Z_{th_{210}} & Z_{th_{211}} & Z_{th_{212}} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Un résultat de simulation, dans le cas de figure où la puce #2 chauffe, est présenté figure 83, le nombre d'éléments pour cette modélisation est d'environ 3000 et le nombre de nœuds de maillage approche les 5000.

Comme la puissance appliquée est unitaire et que la température de référence est égale à 0°C, les valeurs de température relevées et représentées correspondent aux valeurs d'impédances thermiques entre le centre des puces et la référence. Dans ce cas, la courbe représentant la température de la puce #2, correspond à l'impédance $Z_{th_{22}}$, la courbe de la puce #8, à $Z_{th_{82}}$, la courbe de la puce #1, à $Z_{th_{12}}$, et enfin la courbe de la puce #7, à $Z_{th_{72}}$.

A cause de leur trop faible valeur, les courbes de température des autres puces ne sont pas représentées.

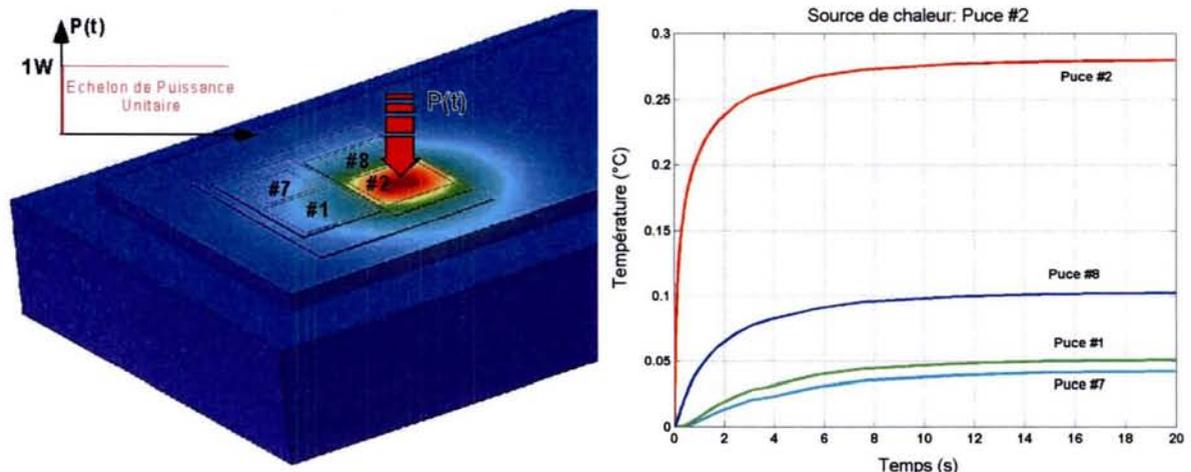


Fig.83: Résultats de simulation 3D, en dynamique, du comportement thermique du convertisseur multichip soumis à une puissance de 1 W sur une puce et avec $T_{ref}=0^{\circ}C$

De cette simulation, nous pouvons également relever, une fois le régime établi atteint, les températures aux interfaces des couches à la verticale des puces. Nous obtenons ainsi un graphique représentant les températures des interfaces en fonction de la distance, figure 84. Nous pouvons noter que sur les puces voisines de la puce qui dissipe (#2, #8, #1, #7), les températures à leur surface correspondent quasiment aux températures au niveau de la semelle. Cette constatation peut s'expliquer par le fait que le flux de chaleur que communique la puce source aux autres puces, s'effectue principalement par l'intermédiaire de la semelle en cuivre. Nous démontrons ainsi la faible influence de la puce, source de chaleur, vers les autres. Bien entendu, cette influence est beaucoup plus faible à mesure que l'on s'éloigne de la puce qui dissipe.

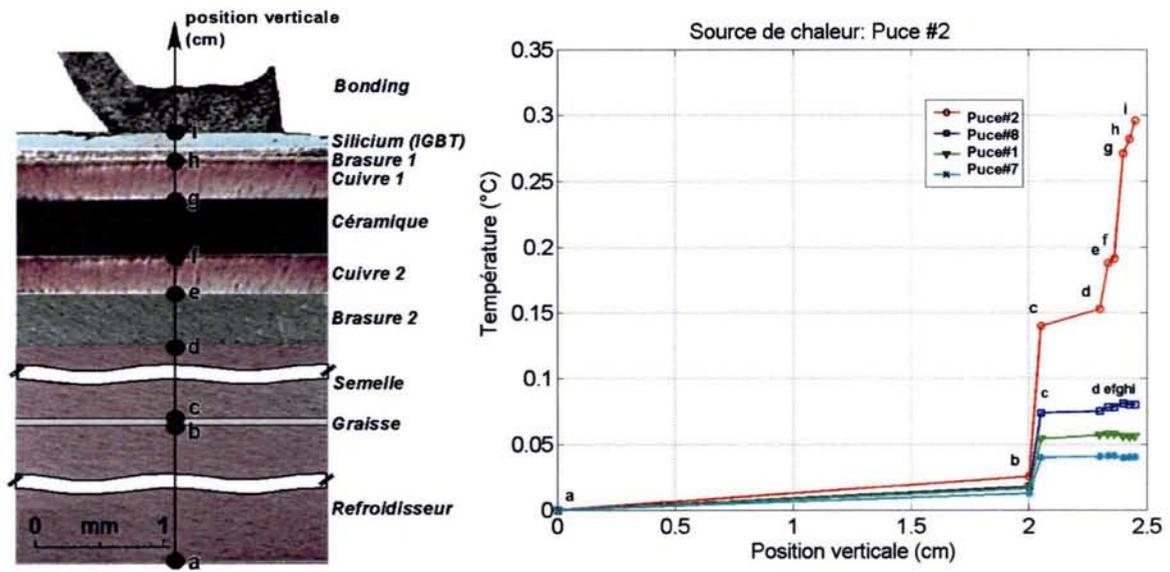


Fig.84: Valeurs statiques des températures aux interfaces des couches et à la verticale des puces du convertisseur intégré lorsqu'on applique 1W et que $T_{ref}=0^{\circ}C$

2.3.1.7 Détermination expérimentale

Afin de pouvoir corréler nos résultats de simulation avec des mesures réelles, Il est important d'obtenir, lors des essais, des températures précises à différents endroits du convertisseur intégré. Du fait de la symétrie présente avec cette configuration de puce, seules quelques puces ont été auscultées.

Pour les tests en dynamique, deux niveaux de courant ont été appliqués au module, 70A et 120A. Ces expérimentations ont été réalisées sur un banc d'essais basse tension à l'INRETS. Le principe des essais a été d'appliquer successivement, sur toutes les puces, un échelon de puissance puis de regarder l'incidence thermique sur les puces environnantes. Pour obtenir toutes ces données, une instrumentation du module a été nécessaire.

Deux méthodes de mesures thermiques sont utilisés lors de cette expérimentation:

- une mesure directe de température, par fibre optique
- une mesure indirecte de température, également surface des puces.

Mesure directe par fibres optiques

Dans ce paragraphe, nous ne nous attarderons pas sur le fonctionnement ni sur la technologie particulière du thermomètre utilisé. Le chapitre précédent fait déjà l'objet de cette instrumentation et de ses caractéristiques. Nous signalerons simplement que cet appareil, qui utilise des fibres, alliant précision ($0.1^{\circ}C$ après calibration), rapidité de mesure (tps de réponse $< 25ms$), et isolation diélectrique, est particulièrement bien adapté à ce type d'essais.

Les fibres, au nombre de 6, sont placées dans le module en contact avec le centre des puces # #3, #4, #5, #6, #10, #12, voir figure 85. Cette photo montre le module sur le banc d'essai avec les fibres implantées dans une face supérieure transparente du package.

Grâce à cette instrumentation, il devient donc possible de relever précisément les températures des puces ainsi que leur évolution au cours du temps. Malheureusement, les réponses thermiques de faibles valeurs, comme celle de la puce silicium (quelques ms), ne peuvent être relevées.

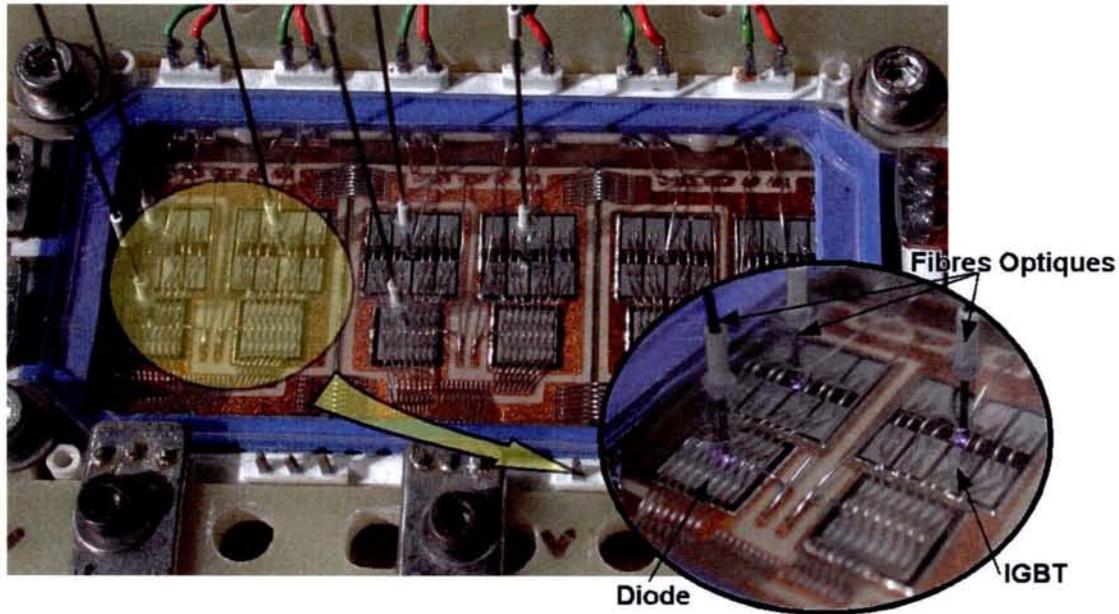


Fig.85: Convertisseur intégré, instrumenté avec thermomètre à fibres optiques pour suivre l'évolution de température des puces silicium

Mesure indirecte de la température de puce

La méthode indirecte, également détaillée dans le chapitre précédent, permet d'obtenir la température d'une puce IGBT ou diode, mais nécessite des essais préalables à la mesure. En effet une caractérisation électrique de l'élément permet de déterminer les paramètres intrinsèques de la puce pour l'estimation de la température lors du fonctionnement.

L'inconvénient majeur de cette mesure, dans le cas présent, est qu'elle ne peut être appliquée que sous faible ampérage (100mA), donc à la coupure du courant de puissance I_c . Nous ne pouvons donc suivre l'évolution de la température au cours du temps. Néanmoins l'avantage de cette méthode réside dans le fait qu'elle est non-intrusive, ne nécessite aucun thermomètre et est seulement basée sur la mesure d'un paramètre thermosensible, la chute de tension directe à l'état passant.

Durant ces expérimentations, la mesure indirecte est relevée dans quelques essais afin de valider la mesure par fibre optique. La méthode de validation est celle définie dans le paragraphe 5 du chapitre II.

Méthodologie de la détermination expérimentale

La méthodologie utilisée pour les essais expérimentaux est identique à celle effectuée pour les simulations numériques 3D. Nous appliquons un échelon de puissance sur une puce et nous relevons l'évolution de température sur les puces voisines instrumentées. La seule contrainte que nous sommes obligés de suivre est le niveau de puissance. En effet, de par la constitution de nos bancs d'essais, destinée principalement à la forte puissance, il nous est impossible d'appliquer une puissance unitaire. Ainsi, deux niveaux de courant (70A et 120A) sont choisis afin de pouvoir relever une hausse significative de la température des puces. La détermination expérimentale des impédances thermiques n'est donc pas aussi directe que lors des calculs numériques puisque nous avons une puissance de 1W. Nous devons donc effectuer un calcul, prenant en compte les valeurs de températures des puces, de la référence et de la puissance appliquée, comme le détaille les équations suivantes.

$$Z_{thij}(t) = \frac{T_i(t) - T_{ref}(t)}{P_j(t)} \quad \text{avec} \quad T_{ref}(t) = \frac{T_{wi}(t) + T_{wo}(t)}{2} \quad (2.6)$$

où

$Z_{thij}(t)$ est la valeur de l'impédance thermique entre la puce i et la référence quand la puce j chauffe.

$T_i(t)$ est la valeur de la température à la surface de la puce i

$P_j(t)$ est la puissance appliquée sur la puce j

$T_{wi}(t)$ et $T_{wo}(t)$ sont respectivement les températures d'entrée et de sortie d'eau du refroidisseur.

Durant ces essais, différentes grandeurs physiques sont mesurées :

- Courant de puissance dans les puces, I_c .
- Chute de tension aux bornes des puces, V_{ce} .
- Températures de puces données par toutes les fibres optiques (x6), T_j .
- Températures de semelle données par tous les thermocouples (x6), T_c .
- Température d'entrée et de sortie d'eau, T_{wi} et T_{wo} .
- Débit d'eau dans le refroidisseur, q .

Soit au total 17 grandeurs physiques.

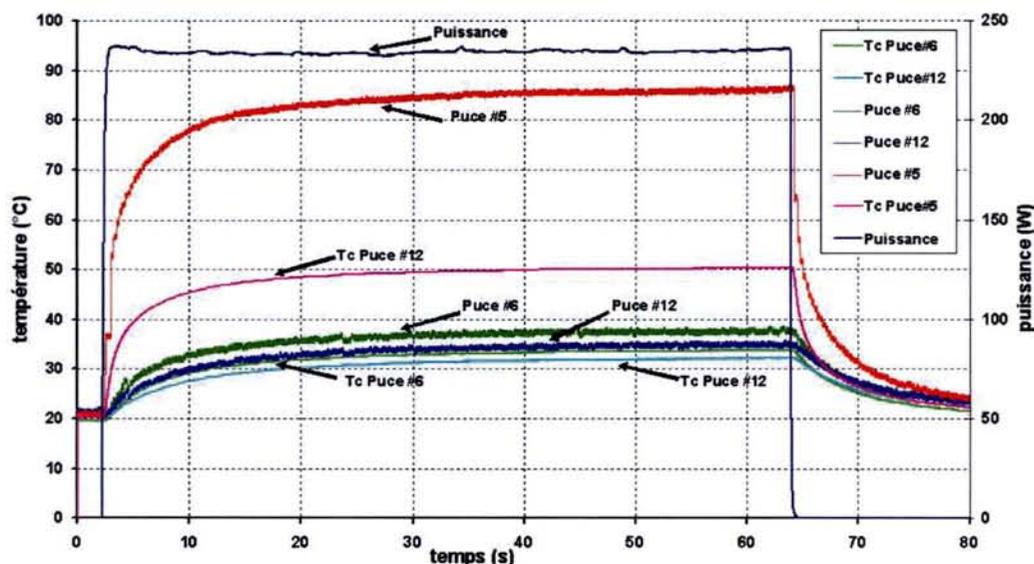


Fig.86: Mesures expérimentales des températures et de la puissance, réalisées sur banc d'essais

La figure 86 nous donne un exemple des mesures réalisées durant les essais. Pour plus de clarté, toutes les grandeurs ne sont pas représentées. Un échelon de puissance d'environ 230W, correspondant à un courant de 120A, est appliqué durant 60 s sur la puce P5 (IGBT). Les autres courbes correspondent aux températures (T_c pour Thermocouple) en différents endroits du module. La température max relevée au moment de la coupure du courant est de 86°C sur la puce qui dissipe (P5)

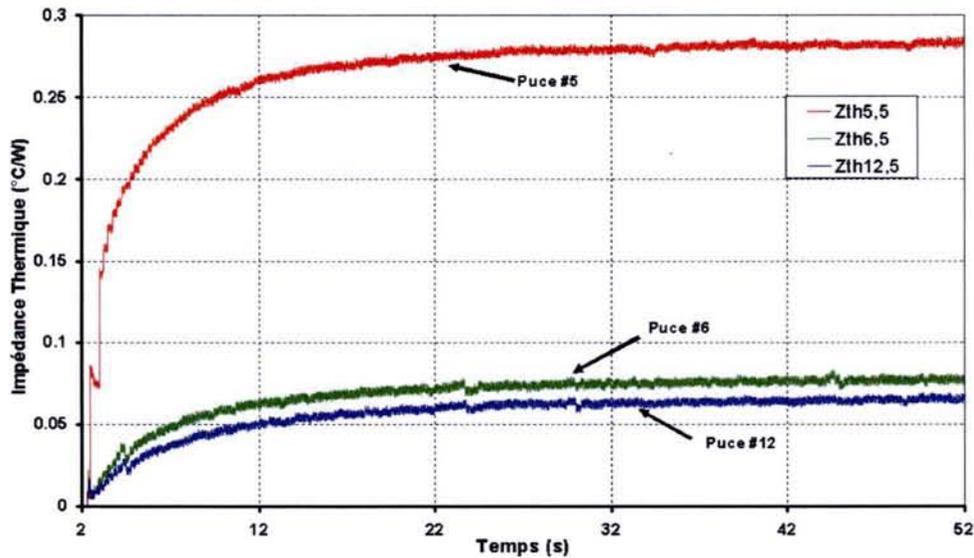


Fig.87: Détermination des impédances thermiques d'après les mesures expérimentales des températures et de la puissance, réalisées sur banc d'essais

Grâce à ces mesures thermiques et avec l'utilisation de l'équation (2.6), nous pouvons déduire les valeurs des impédances thermiques, nécessaires pour la détermination de la matrice impédance. La figure 87, donne l'évolution des impédances thermiques en fonction du temps ($Z_{ih5,5}$, $Z_{ih6,5}$ et $Z_{ih12,5}$) avec les conditions d'essais détaillées plus haut.

2.3.1.8 Corrélation des deux essais

Une fois les simulations, puis nos essais expérimentaux effectués, nous pouvons procéder à l'étape de corrélation nécessaire à la validation des résultats de simulation et à la détermination de l'équation analytique des impédances thermiques. Pour effectuer cette corrélation, nous comparons les courbes calculées et les courbes mesurées sur un même graphique. Les courbes calculées sont mises sous forme analytique dont les paramètres sont ajustés par les points de mesures expérimentaux. L'avantage des courbes calculées numériquement se démontre aisément par le fait que nous disposons de données sur une grande plage de temps [0s \rightarrow \approx 20s], contrairement aux valeurs expérimentales, limitées par les pas d'acquisitions d'appareillages plus grand que le pas de simulation. Citons comme exemple, le plus grand de tous, 250 ms pour les fibres optiques.

La figure 88 présente une comparaison entre les résultats de simulation et les résultats expérimentaux pour deux puces différentes, la puce#4 (IGBT) et la puce#7 (diode). L'axe des ordonnées est représenté en échelle logarithme afin de mieux visualiser la différence entre les courbes pour les temps faibles.

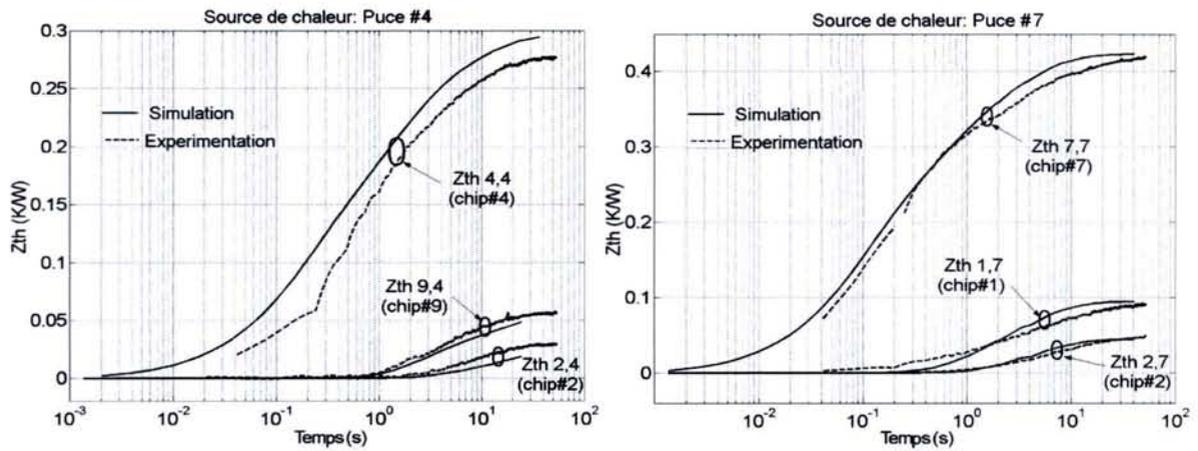


Fig.88: Résultats et corrélation entre calculs numériques et essais expérimentaux pour des impédances propres et mutuelles

D'après ces courbes, nous pouvons observer une assez bonne corrélation, mettant en évidence une bonne estimation des paramètres dans la simulation numérique. Néanmoins des différences de valeurs subsistent, dues notamment à des problèmes de mesures mais également à des hypothèses de calcul, peut être un peu trop simplistes.

2.3.1.9 Formulation analytique des impédances thermiques

Rappelons qu'un des buts de cette étude est la réalisation d'un modèle thermique réduit permettant un calcul rapide des contraintes thermiques subies par le module. Cette rapidité passe par la résolution de l'intégrale de convolution présente dans l'équation (2.2), d'où la nécessité d'obtenir une formulation de l'impédance thermique mutuelle et propre que l'on puisse dériver. La mise au point de cette formulation apparaît donc comme un des points importants de cette étude.

Grâce aux courbes de résultats de simulation (Fig.88) d'impédances propres ($Z_{th,7,7}$) et mutuelles ($Z_{th,9,4}$), il a été permis, après une analyse des courbes de résultats, de déterminer deux formulations analytiques des impédances thermiques.

L'expression des impédances propres est présentée sous la forme suivante.

$$\boxed{Z_{th,ii} = \sum_{k=1}^N R_i^{(k)} \left(1 - e^{-t/\tau_i^{(k)}}\right)} \quad \text{pour } i=j \quad (2.7)$$

tandis que l'expression des impédances mutuelles s'écrit ainsi.

$$\boxed{Z_{th,ij} = R_{ij} \left(1 - \frac{\tau_{ij}^e}{\tau_{ij}^e - \tau_{ij}^s} e^{-t/\tau_{ij}^e} + \frac{\tau_{ij}^s}{\tau_{ij}^e - \tau_{ij}^s} e^{-t/\tau_{ij}^s}\right)} \quad \text{pour } i \neq j \quad (2.8)$$

Ces impédances sont écrites pour les puces i , entre le centre de la puce i et la surface inférieure du refroidisseur lorsque j dissipe.

Dans le cas de l'impédance propre (2.7), la somme est réalisée sur les N couches du modules à la verticale de la puce i et $\tau_i^{(k)}$ est la constante de temps de la couche k . Quant à $R_i^{(k)}$, c'est la résistance thermique de la couche k .

Pour l'expression des impédances mutuelles, R_{ij} est la résistance thermique entre la puce i et la surface inférieure du refroidisseur, lorsque j dissipe. τ_{ij}^e et τ_{ij}^s sont des constantes de temps représentatives de la réponse du second ordre de cette expression.

Ainsi, avec ces formulations, il nous est possible de remplir les éléments de la matrice (2.3), comme nous pouvons le remarquer sur le schéma suivant, représentant, pour chaque type d'impédances, l'expression qui lui est dédiée.

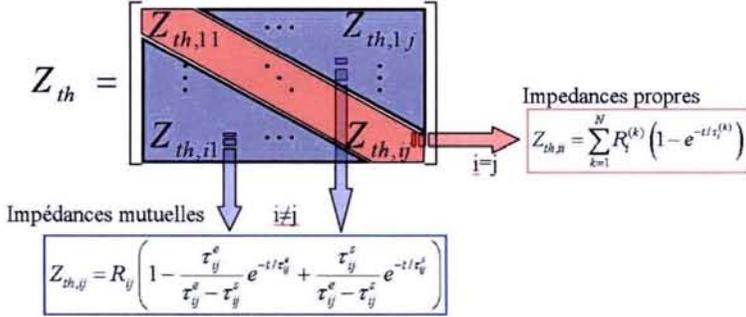


Fig.89: Affectations des expressions des impédances propres et mutuelles aux éléments de la matrice impédance

A présent que nous possédons la formulation analytique des impédances thermiques, nous pouvons écrire, d'après (2.2), l'équation générale de notre modèle électrothermique sous la forme suivante.

$$T_i(t) - T_{ref}(t) = \int_0^t P_i(\tau) \dot{Z}_{th,ii}(t-\tau) d\tau + \sum_{j=1, i \neq j}^n \int_0^t P_j(\tau) \dot{Z}_{th,ij}(t-\tau) d\tau \quad (2.9)$$

Cette formulation nous donne la température au centre de la puce qui chauffe i , avec le premier terme représentant la contribution, en terme de température, de la puce qui chauffe et le deuxième terme, la contribution de toutes les autres puces sur cette même puce i .

2.3.2 Le modèle électrothermique

A cette étape de l'étude, le modèle dont nous disposons estime les températures des puces en fonction de la puissance que l'on applique sur celles-ci et de la température de référence, comme nous le montre la figure 90. Mais il faut noter que du fait de la dépendance de la température vis-à-vis de la chute directe de tension aux bornes d'une puce ($V_{ce}=f(I,T)$), la puissance appliquée sur cette puce se trouve également dépendante de la température, voir équation (2.4). Nous sommes donc amenés à déterminer les puissances en fonction du courant circulant dans les puces, de la température de puce, et de la fréquence de commutation, pour le cas où nous décidons de faire fonctionner le convertisseur en fonctionnement réel. Cette démarche nous conduit donc à établir un modèle électrothermique.

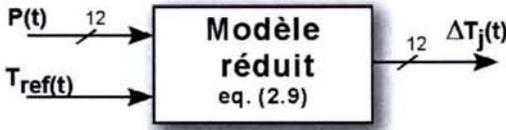


Fig.90: Schéma synoptique du modèle thermique réduit

2.3.2.1 Détermination des pertes, dépendance de la température

La puissance globale appliquée sur les puces peut être détaillée sous deux formes distinctes.

- les pertes par conduction
- les pertes par commutation

Les pertes par commutation sont dues au courant qui circule dans la puce et aux caractéristiques électriques du silicium. Les pertes par commutation sont dues principalement à la fréquence de commutation naturelle (diode) ou forcée (IGBT) mais également aux caractéristiques électriques des cellules électroniques.

Pour obtenir ce nouveau modèle réduit, nous allons établir des formulations correspondant aux pertes par conduction et par commutation.

Pertes par conduction

Pour obtenir la formulation des pertes par conduction, nous avons mené une campagne de mesures sur un banc de l'INRETS, dédié à ces essais. La méthodologie est la suivante. Nous appliquons, durant un très bref instant (quelques dizaines de μ s), un courant dans une puce du module sous test, mise à température par l'intermédiaire d'une plaque chauffante régulée. Le temps de conduction dans la puce est nécessairement faible car nous ne désirons pas que la puce s'échauffe avec ce courant. Nous nous affranchissons ainsi de la température générée par ce courant. Simultanément à cet essai, nous relevons la tension aux bornes de la puce pour obtenir la chute directe à une température et un courant donnés. Nous procédons de la même manière à différents niveaux de courant et de température sur une puce IGBT et diode pour obtenir un graphique nous donnant la tension en fonction du courant à différents niveaux de températures de puce.

Ces graphiques, déduits des essais sur les puces IGBT et diode de notre convertisseur sont représentés figure 91.

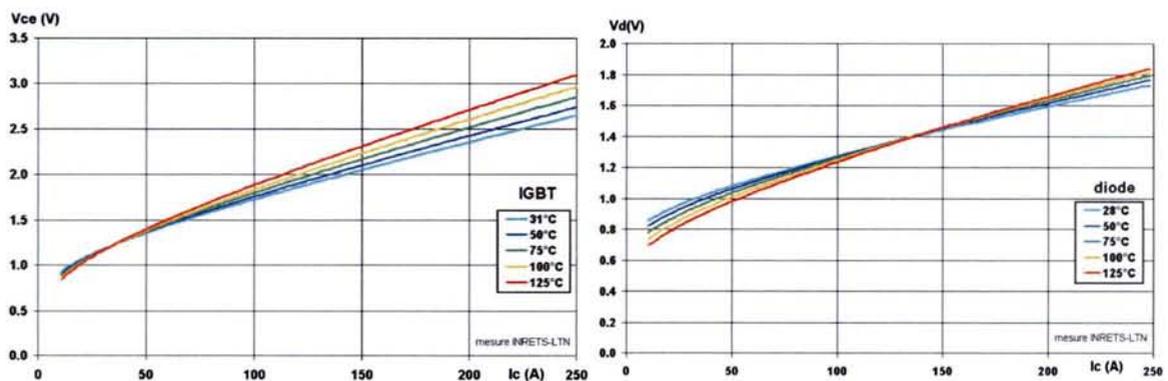


Fig.91: Mesures de la chute directe de tension des puces IGBT et Diode du convertisseur intégré

Une fois ces données obtenues, il nous reste à déterminer l'équation analytique nous permettant de calculer la puissance comme le décrit la formule (2.4). Dans ce but, la fonction *polyfit* sous Matlab[®] nous a permis de déterminer par des fonctions polynomiales l'expression finale. Un graphique à trois dimensions, figure 92, présente les résultats de cette expression pour les deux types de puce.

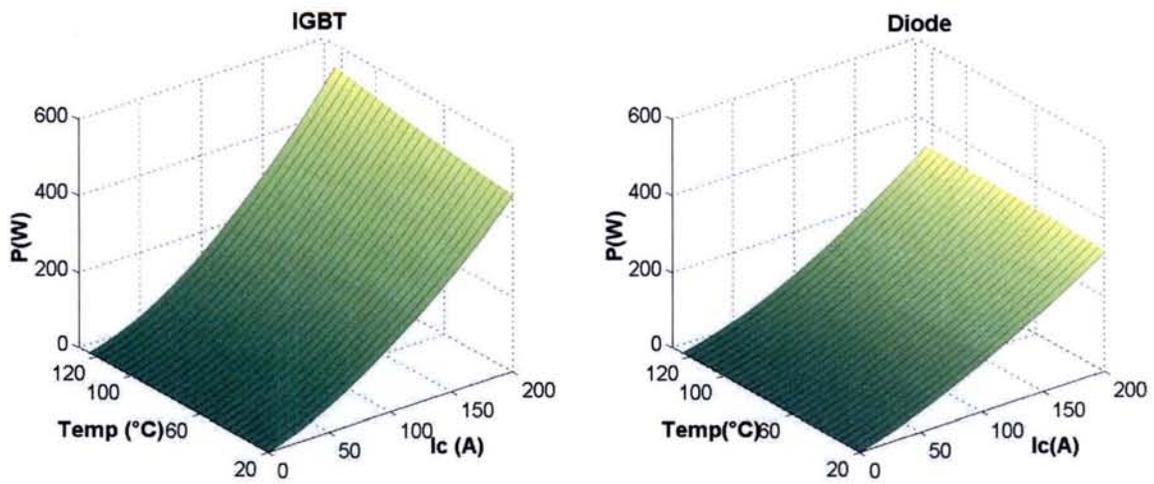


Fig.92: Valeurs des pertes par conduction dans les puces IGBT et Diode du convertisseur intégré

Pertes par commutations

Dans le cas des pertes par commutation, une tension continue, représentative d'un fonctionnement réel, est appliquée entre les bornes positives et négatives du composant. Sa valeur est d'environ 220V. La résistance de grille, pour la mise au On et au Off des puces, a été fixée à 10 Ω. La figure 93 présente le résultat d'un essai de commutation (ON et OFF) d'une puce IGBT pour un courant commuté de 150A. Les deux courbes supérieures représentent les signaux de commande (V_{ge} , I_g) et les courbes inférieures les signaux de puissance (I_c , V_{ce}) ainsi que l'énergie dissipée durant la commutation (W). Cette énergie est égale à l'intégrale de la puissance ($V_{ce} \times I_c$), ce qui explique la forme du signal W et la valeur de la constante résultante, égale à la valeur de l'énergie dissipée, soit 4.8mJ pour la mise au ON et 6.8mJ pour la mise au OFF.

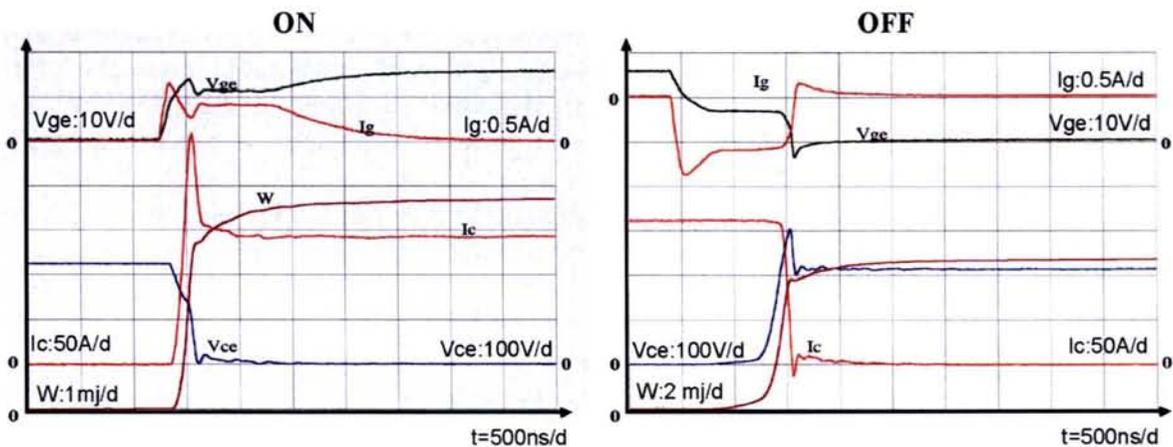


Fig.93: Courbes de commutation ON et OFF d'une puce IGBT pour une tension de 220V et un courant de 150A

Le résultat de ces essais, exprimés en Joules, sont à multiplier par la fréquence de commutation, afin d'obtenir les niveaux de puissance qui nous intéressent. A titre d'exemple,

nous avons tracé sur la figure 94, les puissances dissipées durant la commutation pour les puces diodes et IGBT lorsqu'ils commutent à une fréquence de 1kHz.

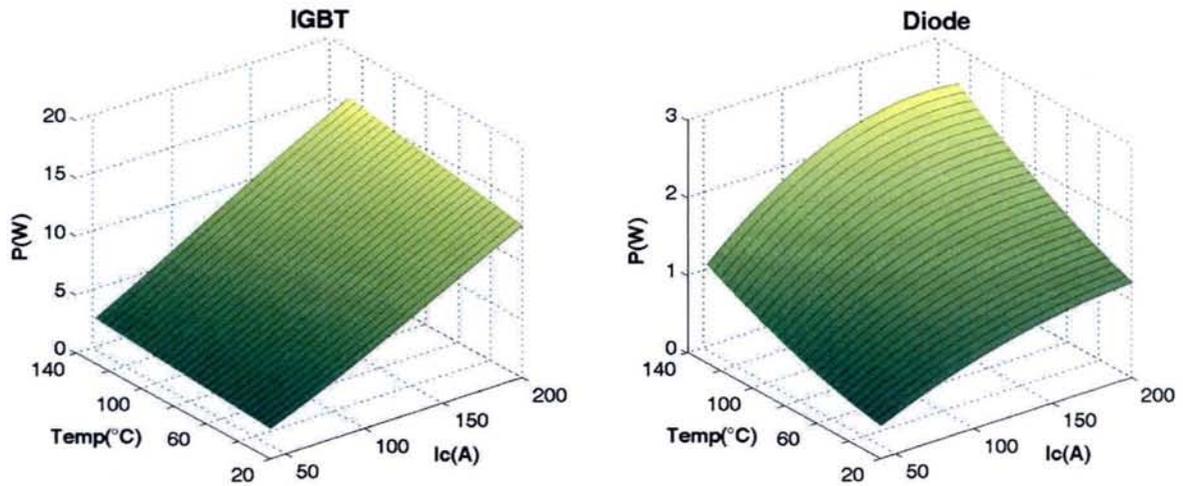


Fig.94: Valeurs des pertes par commutation dans les puces IGBT et Diode du convertisseur intégré pour une fréquence d'1kHz

Même si ces pertes en commutation se révèlent beaucoup moins élevées que les pertes par conduction, leur amplitude n'est pas négligeable et peut jouer un rôle important dans le cas de fonctionnement automobile où la fréquence rencontrée peut atteindre 5kHz comme pour la Prius de Toyota [TRI-02].

Calcul de la température de référence

Les deux types de pertes déterminés, il ne reste plus qu'à ajouter les données résultantes des expressions pour obtenir la puissance appliquée sur chaque puce silicium. Pour ce qui est de la température de référence, nous pouvons également en tirer une expression analytique. Disposant d'un refroidisseur à eau et suivant les hypothèses posées au paragraphe 2.3.1.4 (pas de radiation, ni de convection), nous pouvons raisonnablement poser l'hypothèse que les pertes générées par le composant sont entièrement évacuées par le refroidisseur à eau. Ainsi, d'après les caractéristiques du circuit d'eau (débit, chaleur spécifique...) nous pouvons estimer l'augmentation de la température d'eau à la sortie du refroidisseur avec l'équation (1.2) du chapitre II.

Il devient par conséquent facile d'estimer la température de référence si l'on considère quelle est égale à la moyenne entre la température d'entrée et de sortie d'eau.

2.3.2.2 Modèle électrothermique résultant

Avec l'ajout des expressions pour la détermination des pertes par conduction (P_{cond}) et des pertes par commutations (P_{swit}) ainsi que du calcul de température de référence (T_{ref}), nous pouvons transformer notre modèle thermique, figure 90, en modèle électrothermique dont la représentation synoptique est illustrée par la figure 95.

Nous devons néanmoins effectuer des itérations internes (de 2 à 6) afin de calculer les puissances avec les températures correctement calculées.

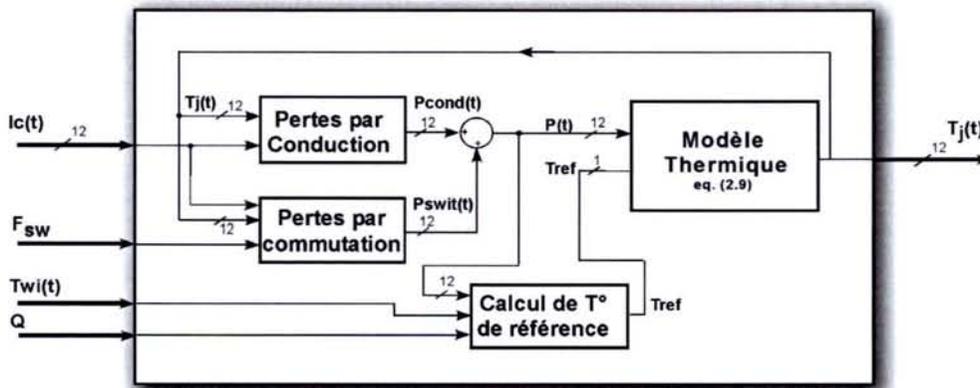


Fig.95: Schéma synoptique du modèle électrothermique

Ce bloc se compose de 15 entrées (6 courants IGBT, 6 courants diode, une fréquence de commutation (F_{sw}), une température d'entrée d'eau (T_{wi}), un débit (q) et de 12 sorties (T_j) correspondant aux températures au centre des 12 puces du convertisseur.

2.4 Implémentation du modèle et simulation

Une fois le modèle électrothermique de notre convertisseur défini, nous pouvons l'implémenter grâce à l'utilisation d'une structure Sfunction dans Matlab-Simulink[®] [MAT-01]. Le programme source est réalisé en Fortran et nous permet donc une rapidité de calcul intéressante. Nous précisons ce point dans la suite des essais.

Cette étape effectuée, nous pouvons simuler le comportement thermique du modèle et estimer les températures dans différents cas de figure. Tout d'abord lorsque nous appliquons un échelon de puissance sur 2 puces, afin de pouvoir comparer les résultats avec des essais expérimentaux sur banc, puis lors d'un fonctionnement un peu plus complexe où nous simulerons un cas réel d'utilisation.

2.4.1 Simulation du comportement thermique pour deux puces dissipatrices et comparaison avec l'expérimentation

Dans cette partie, nous verrons les premières comparaisons entre la simulation et l'expérimentation. Lors des précédents essais expérimentaux, (paragraphe 2.3.1.7), seule une puce était soumise à un échelon de puissance. A présent, nous allons appliquer une puissance équivalente sur 2 puces. Un essai expérimental, réalisé sur un banc de test de l'INRETS, est également mis au point afin de comparer les résultats obtenus et de mettre en évidence l'influence des impédances mutuelles.

Le courant continu circulant dans les puces #1 et #2, pendant près de 40s, est de 70A. Il correspond à une puissance d'environ 110 W. La température de référence est de 22°C. Notons que dans cet essai, seules les pertes par conduction entrent en jeu puisque nous ne faisons pas commuter les composants.

Nous pouvons voir les courbes de résultats figure 96.

Sur les valeurs mesurées, nous pouvons remarquer une différence entre les puissances appliquées sur les puces. Cette erreur peut être expliquée par une différence minimale entre les caractéristiques des puces et/ou par des chutes de tension différentes dans le module au niveau de la connectique de puissance.

Néanmoins une bonne corrélation entre les calculs et l'expérimentation est à remarquer. Nous atteignons, en expérimentation, une température d'environ 62°C sur la puce#1 et 60°C sur la

puce #2, tandis que pour la simulation, la température est de 58°C. Les valeurs de température pour les deux puces sont bien entendu identiques puisque nous appliquons la même puissance. Une bonne corrélation peut être également notée sur la température de la puce passive voisine #7 avec une valeur de 40°C.

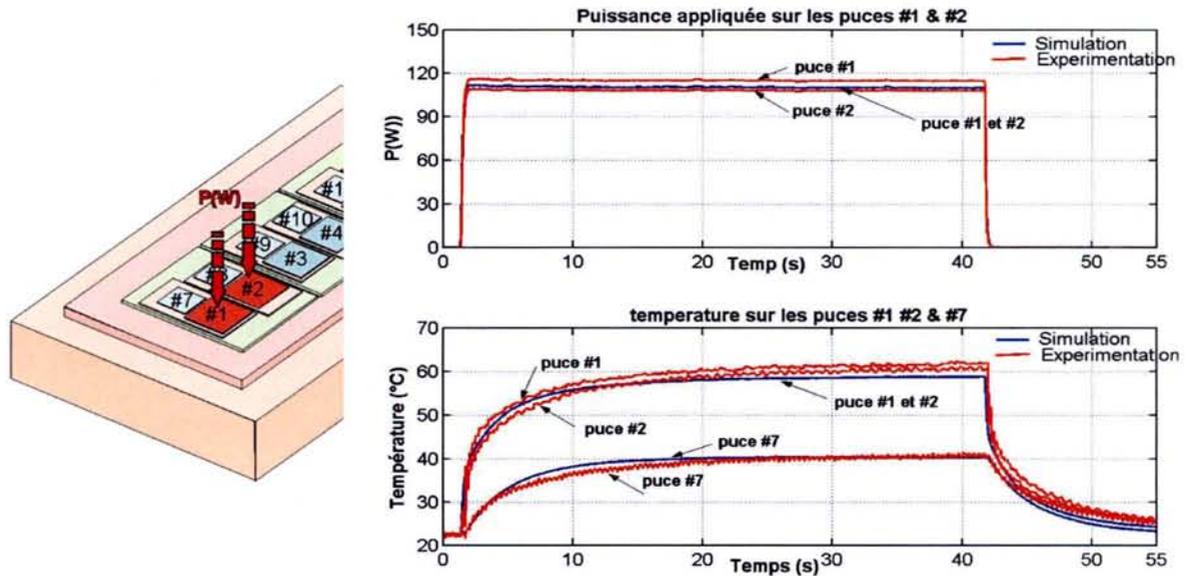


Fig.96: Comparaison des résultats de simulation et d'expérimentation pour 2 puces dissipatrices

Ainsi, concernant le couplage thermique qui existe entre les puces du module, nous pouvons donc confirmer la similitude des résultats entre le modèle réel et son modèle numérique, démontrant la pertinence de notre modèle réduit.

2.4.2 Simulation du comportement thermique en conditions réelles de fonctionnement

Simuler le comportement thermique du convertisseur lors d'un fonctionnement réel est l'aspect le plus intéressant de cette étude du point de vue applicatif. En effet pouvoir estimer les contraintes thermiques à la surface des puces et au niveau de la semelle est une étape essentielle à l'étude de la durée de vie de composants. Pouvoir, de plus, faire ce calcul en un temps très court est un autre avantage non négligeable.

Toutefois, pouvoir valider ce modèle grâce à des essais expérimentaux reste le but ultime de cette étude.

2.4.2.1 Présentation de l'essai numérique

Pour cet essai, nous avons décidé de simuler le fonctionnement d'un onduleur débitant un courant alternatif sur une charge triphasée, figure 97. Cet onduleur fait partie de la bibliothèque de composants de Simulink[®]. Son mode de commutation est une modulation de largeur d'impulsions (PWM), très souvent utilisé dans les applications de traction électrique. La fréquence de découpage est établie à 1000Hz (F_{sw}) tandis que la fréquence de sortie est de 20Hz (f_{out}).

Les courants dans les composants issus des résultats de simulation ainsi que la fréquence de commutation de l'onduleur alimentent les données d'entrées de notre modèle électrothermique. Les paramètres de simulation sont donnés sur la figure.

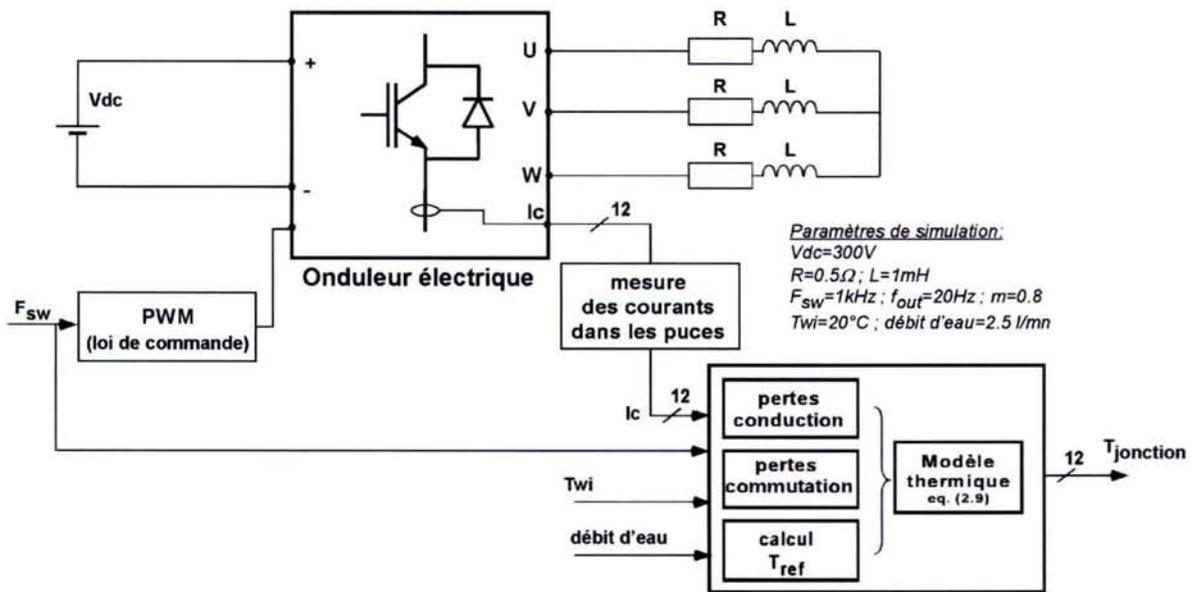


Fig.97: Simulation du fonctionnement de l'onduleur en conditions réelles

2.4.2.2 Résultats

La figure 98 présente les résultats de calcul sur 20 secondes, depuis le début des commutations jusqu'au régime établi des températures. Grâce à ce graphique, nous pouvons visualiser l'évolution globale des températures de deux puces, #1 (IGBT) et #7 (diode) et mettre en évidence la réponse thermique du système module-refroidisseur, avec sa plus grande constante de temps.

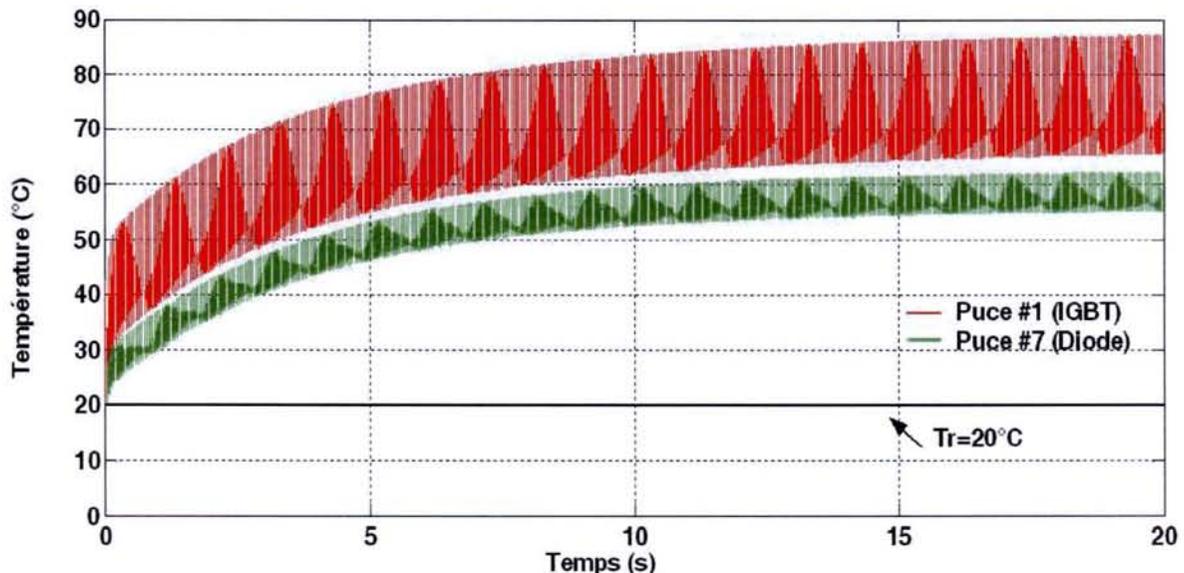


Fig.98: Evolution des températures des puces #1 (IGBT) et #7 (diode) pour un temps de simulation long (20s)

La figure 99 nous présente, sur deux périodes de la fréquence de sortie ($F_{out}=20\text{Hz}$), soit 100ms, le courant circulant dans une diode et dans un IGBT. Les températures de ces mêmes puces sont représentées sur le deuxième graphique.

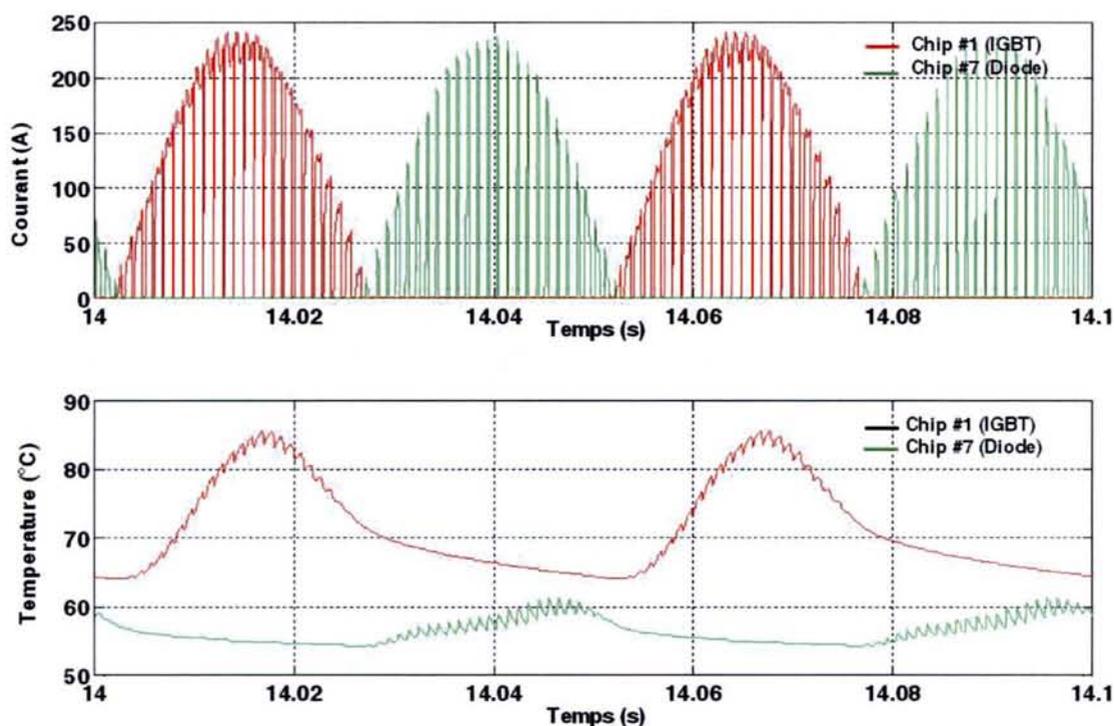


Fig.99: Courants et températures dans une puce IGBT et diode, durant deux périodes de F_{out} (20Hz)

Nous pouvons clairement remarquer, sur le premier graphique, l'effet de la fréquence de découpage sur la forme du courant de diode et d'IGBT. Ces formes d'ondes se répercutent sur la thermique des puces et font apparaître des variations rapides de températures sur ces dernières.

Si nous visualisons toutes les températures de puces IGBT sur cette même durée, figure 100, nous pouvons remarquer une différence entre les maximums atteints. En effet, les températures calculées les plus élevées sont celles des puces #3 et #4 (100°C), au centre du module (figure 80), puis des puces intermédiaires #2 et #5 (95°C) et enfin des puces les plus éloignées du centre #1 et #6 avec une température de 85°C . Cette constatation fait ressortir le souci que nous avons à reproduire, dans notre modèle, la géométrie du module et la symétrie existante entre des puces. Bien évidemment, ce phénomène se vérifie, également, pour les diodes.

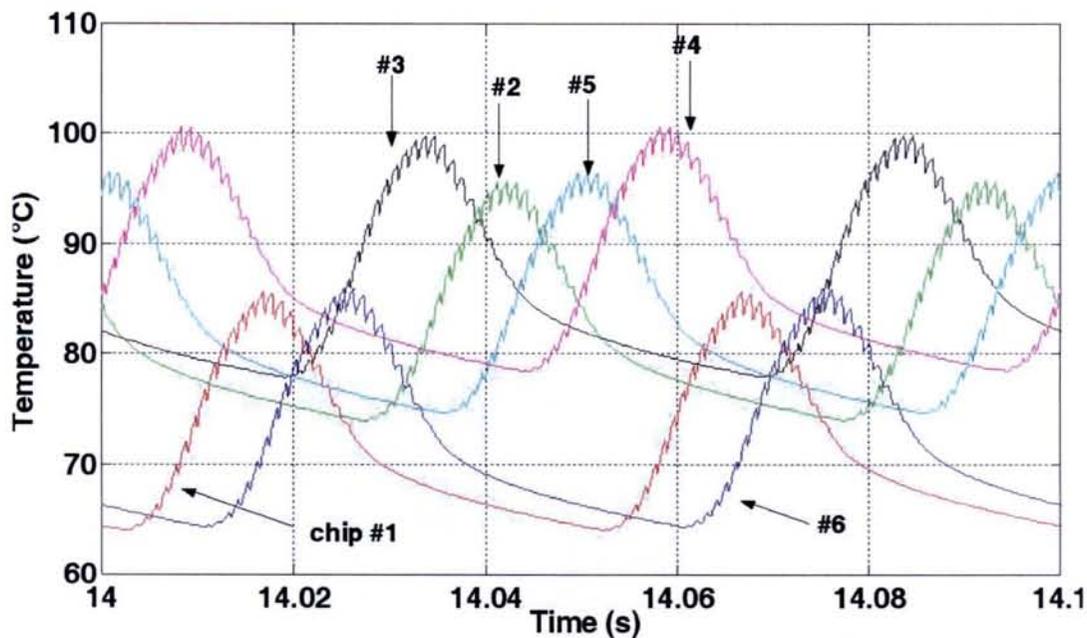


Fig.100: Températures des 6 puces IGBT, mettant en évidence la prise en compte de l'emplacement des puces dans le module

2.4.3 Discussion des résultats obtenus

Alors que pour les courants, il est facile d'obtenir, grâce aux capteurs, des relevés expérimentaux, pour ce qui est des températures de puces, la tâche est plus ardue. Même si l'utilisation d'une caméra infrarouge permet de mesurer des variations très rapides, du fait de la structure physique des modules de puissances (gel silicone, dimensions des couches), ces mesures sont difficilement applicables à ce niveau de puissance. Ainsi, avec ce modèle réduit et cette simulation d'un fonctionnement réel, nous avons montré les capacités que possédait notre modèle à estimer les contraintes thermiques que subissaient les puces lors de variations rapides du courant de charge.

Pour pouvoir simuler ces formes de courant, le pas de simulation pour cet essai a dû être abaissé à 20 μ s. Toutefois, même à ce faible pas, les performances dynamiques de notre modèle ont été démontrées avec un temps de calcul par pas de simulation de l'ordre de 0.4ms. Précisons que cette estimation a été réalisée sur un ordinateur PC possédant un processeur P4, cadencé à 1.5GHz et avec 512Mo de RAM. Ainsi, pour simuler 20s comme sur la figure 98, 400s ont été nécessaires.

3. Simulation du comportement thermique du convertisseur de puissance utilisé par Renault – simulation et comparaison avec un fonctionnement réel

Dans cette partie, nous présentons les travaux menés sur un convertisseur intégré, utilisé comme prototype par Renault pour leur véhicule électrique hybride.

Le but de cette nouvelle étude est de valider notre modèle thermique, détaillé dans le paragraphe précédent, grâce à des essais expérimentaux menés sur un banc d'endurance pour moteur électrique et reproduisant une chaîne de traction de véhicule automobile.

3.1 Le convertisseur

Par rapport au convertisseur précédent (figure 80), le nouveau module étudié présente quelques dissemblances. En effet, nous pouvons remarquer sur la figure 101, que la disposition des puces sur les céramiques est différente. Elle se justifie par le fait que cet onduleur est utilisé avec un moteur à reluctance variable et non asynchrone, comme pour le module précédent, d'où l'utilisation d'une architecture et d'une connectique externe différente. A part cette nouvelle distribution des puces, les matériaux ainsi que leurs dimensions restent inchangés.



Fig.101: Convertisseur intégré utilisé pour la validation du modèle électrothermique

3.2 Méthodologie d'essai

Comme les puces sont identiques au précédent convertisseur, les courbes de pertes en conduction restent inchangées. Pour les pertes en commutation les paramètres des essais réalisées précédemment ($R_{g_{on}}$, $R_{g_{off}}$ et V_{cc}) correspondent aux essais sur banc.

Pour le précédent module, nous avons effectué une modélisation numérique 3D afin d'obtenir les courbes de réponse thermique des puces à un échelon de puissance. La forme générale des courbes visualisée et la formule analytique approximant ces courbes déterminées, il n'est plus nécessaire d'effectuer cette étape numérique. Ainsi, seule des expérimentations sur banc à l'INRETS ont été réalisées dans le but d'estimer les nouveaux paramètres des équations analytiques (2.7) et (2.8). Par conséquent, et afin de valider notre modèle réduit sur banc d'endurance chez Renault, de nouvelles sondes de mesure ont été mises en place sur le composant. Cependant à la différence de l'ancienne instrumentation, celle-ci comprend, en plus de 6 fibres optiques, 6 thermocouples dont l'utilisation originale à pu être validée sur ces essais.

3.2.1 Utilisation originale des thermocouples

L'instrumentation du module avec des thermocouples nous permet de relever l'évolution de la température de la semelle du convertisseur en différents points et pouvoir ainsi utiliser ces données pour notre modèle. En effet, par analogie avec les données obtenues par fibres, ces mesures vont nous servir à accroître la capacité de notre modèle et l'amener à calculer non seulement les températures de puces silicium mais également les températures de semelle, très importantes dans le cas d'une étude durée de vie.

Ces thermocouples, au nombre de 6, sont placés en contact avec la semelle, à la verticale des fibres optiques et par conséquent de 6 puces silicium. Ces thermocouples sont de type K, de diamètre 1 mm, et possèdent une bonne dynamique ainsi qu'une grande précision.

La méthode de mesure utilisée avec ces thermocouples est originale et nécessite quelques explications. Comme on peut le voir sur la figure 102, détaillant une coupe d'un module et de son refroidisseur, la mesure de température s'effectue sur la surface inférieure de la semelle par l'intermédiaire d'un thermocouple dont la soudure chaude a été supprimée. Le contact entre les deux brins du thermocouple se fait donc par l'intermédiaire de la semelle en cuivre nickelée. Cette technique nous permet de mesurer la température de la semelle et non celle de la graisse ou du refroidisseur, évitant ainsi les problèmes d'interprétation des mesures. Pour cette opération, le refroidisseur doit être préalablement percé de 12 trous de diamètre 1mm, correspondant au nombre de puces silicium présentes dans le convertisseur. Une photo présente le montage.

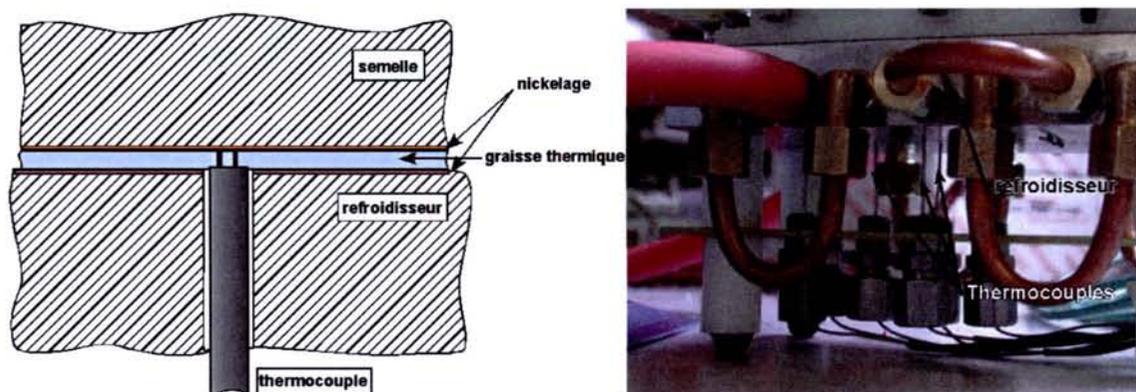


Fig.102: Détail de la mesure thermique de la semelle par thermocouple et photo du montage

Grâce à cette mesure, il devient possible de mesurer plus précisément et plus rapidement qu'avec une méthode conventionnelle les températures et par conséquent la résistance thermique entre la jonction et la semelle (R_{thjc}) du convertisseur [BAR-98]. Rappelons que la résistance thermique est une donnée importante dans l'étude des dégradations des brasures causées par la fatigue thermique.

3.3 Détails de l'essai

Une fois toutes les sondes thermiques installées sur le composant, ce dernier est placé dans la chaîne de traction utilisée pour réaliser les essais expérimentaux, dont nous pouvons voir un schéma synoptique sur la figure 103.

3.3.1 Chaîne de traction utilisée

Ce banc est constitué d'un moteur triphasé à reluctance variable de 30kW, couplé mécaniquement avec un alternateur. L'ensemble est contrôlé en couple et vitesse par une unité logicielle de commande permettant de jouer tout type de fonctionnement et reproduire tout type de profil de mission. Durant cet essai, le module est refroidi par un circuit de refroidissement à eau glycolée réglable en débit et en température.

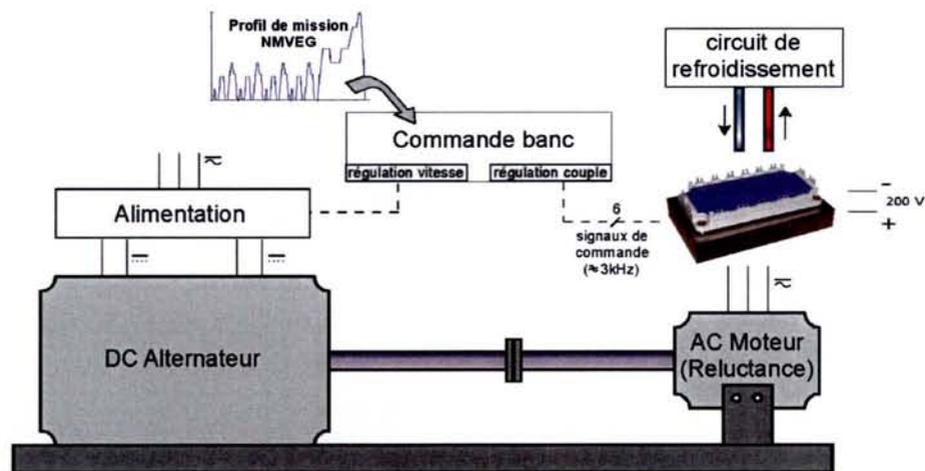


Fig.103: Schéma du banc de la chaîne de traction électrique utilisé pour les essais expérimentaux

3.3.2 Profil de mission reproduit

Plutôt que de générer un fonctionnement aléatoire, nous avons préféré reproduire le profil de mission routier européen NMVEG [DIR-98], détaillé dans le paragraphe II. Ce cycle se compose de 4 cycles urbains + 1 cycle routier. Il dure environ 20 min.

La figure 104 détaille les mesures de couple et de vitesse de rotation du moteur effectuées durant cet essai.

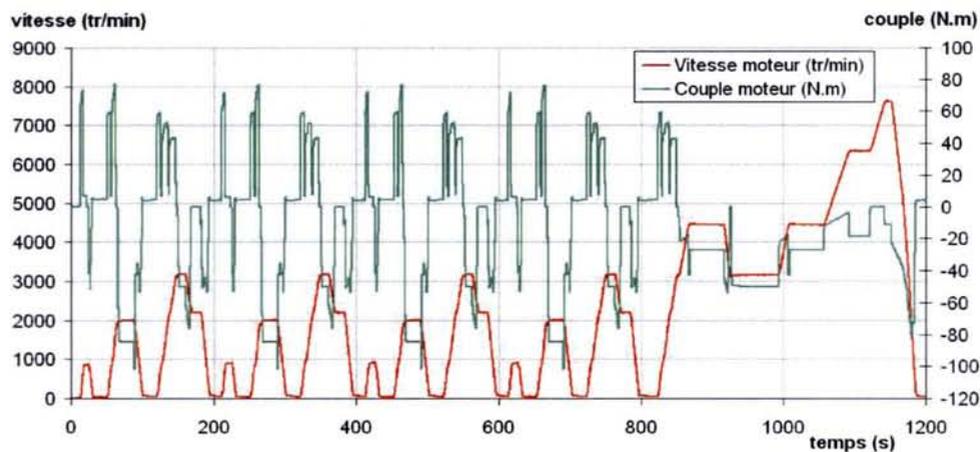


Fig.104: Représentation du couple et de la vitesse de rotation moteur, relevés durant l'essai expérimental sur banc

Les caractéristiques de cet essai sont les suivantes:

- tension Vcc : 200V
- puissance moteur AC : 30 kW
- fréquence de commutation : $\approx 3\text{kHz}$
- refroidissement : eau-glycol type D (60/40%)
- température d'eau : $\approx 15^\circ\text{C}$
- courant max commuté : 250A.
- durée de l'essai : 21 min

3.3.3 Enregistrement des données

Afin de pouvoir comparer, par la suite, les essais expérimentaux et les données calculées par notre modèle électrothermique, nous devons procéder à l'enregistrement des grandeurs générées durant tout l'essai. Néanmoins, pour appliquer sur notre modèle les courants de phases mesurés, le pas d'acquisition des données doit être plus faible que la période de commutation. Ainsi, pour remplir cette condition, la fréquence d'acquisition de notre enregistreur 20 voies a été réglée à 20kHz ($T=50\mu s$), nous conduisant à manipuler des fichiers volumineux (25 millions de points par voie de mesure), mais nous permettant de visualiser les effets de la fréquence de découpage sur le courant de phase. Malheureusement, avec les fibres optiques et leur faible fréquence d'acquisition (4Hz), nous ne pouvons relever que l'évolution générale des températures de puces. Par contre avec les thermocouples et leur faible réponse thermique (qqles ms) nous pouvons espérer relever les variations thermiques rapides du système.

Sur la figure 105, est présentée l'allure générale du courant de la phase 1 durant les 100 premières secondes du profil. Il faut regarder sur 10 ms pour reconnaître l'allure d'un courant utilisé pour l'alimentation d'un moteur à reluctance variable.

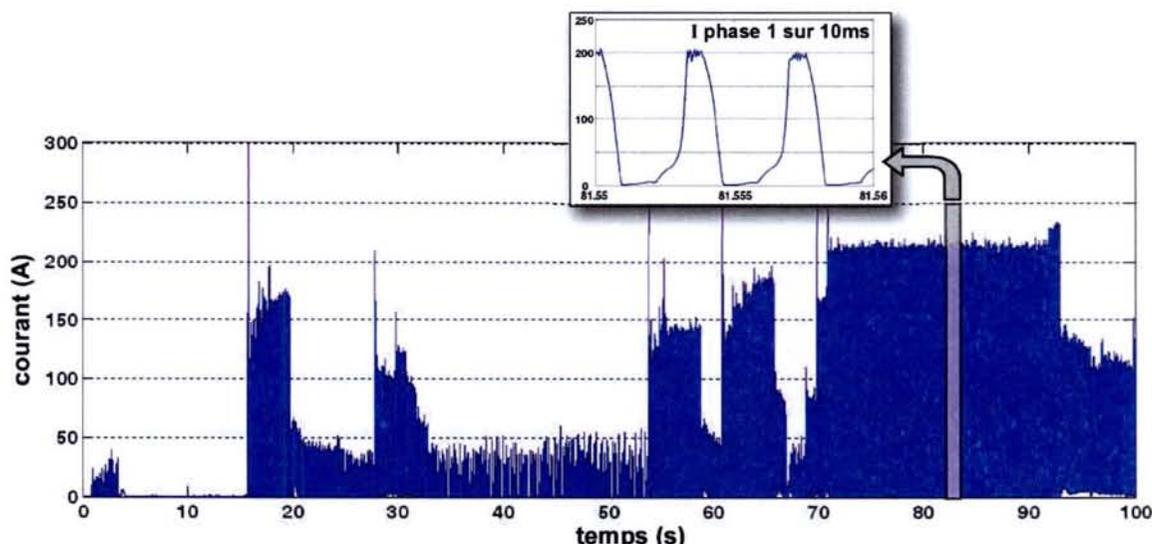


Fig.105: Allure du courant de la phase 1 du moteur à reluctance variable (début du profil NMVEG)

3.4 Comparaison entre les résultats de simulation et d'expérimentation

Après avoir effectué un traitement des données des courants de phases et connaissant la loi de commande de l'onduleur pour cet essai, nous obtenons les valeurs temporelles des courants circulants dans chaque puce du composant. Ces courants sont injectés dans notre modèle pour le calcul de la température des puces et de la semelle lors du profil de mission.

Une comparaison entre les valeurs mesurées et les valeurs calculées sur la moitié du profil NMVEG (600s) est donnée sur les figures 106 et 107. Ces températures sont celles des puces IGBT (#3) et diode (#9) et de la semelle sous ces même puces. La température de référence, non représentée, est quasi-constante à 17°C.

Sur ces deux graphiques, nous pouvons constater une bonne estimation générale des valeurs mesurées par les fibres. Cependant, certains écarts importants ($\approx 10^\circ C$) sont constatés, laissant

apparaître des divergences entre la simulation et les mesures expérimentales. Nous essayons de répertorier ci-dessous les causes de ces écarts.

-Faible fréquence d'échantillonnage des fibres optiques (4Hz), induisant des erreurs éventuelles dans la détermination des équations analytiques pour le calcul du modèle électrothermique et notamment dans les phases transitoires rapides.

-Mauvaise connaissance de la loi de commande appliquée sur l'onduleur pour cet essai, ce qui implique une erreur dans la distribution de puissance dans les puces de l'onduleur pour notre modèle.

-Sondes de courant mal adaptées pour les essais réalisés. Les sondes employées sont spécifiées pour une utilisation avec des courants alternatifs, ce qui n'est pas le cas ici.

-Différence entre les fluides de refroidissement utilisés pour la caractérisation des impédances thermiques (eau) et les essais expérimentaux (eau+glycol), d'où des réponses thermiques qui peuvent être différentes.

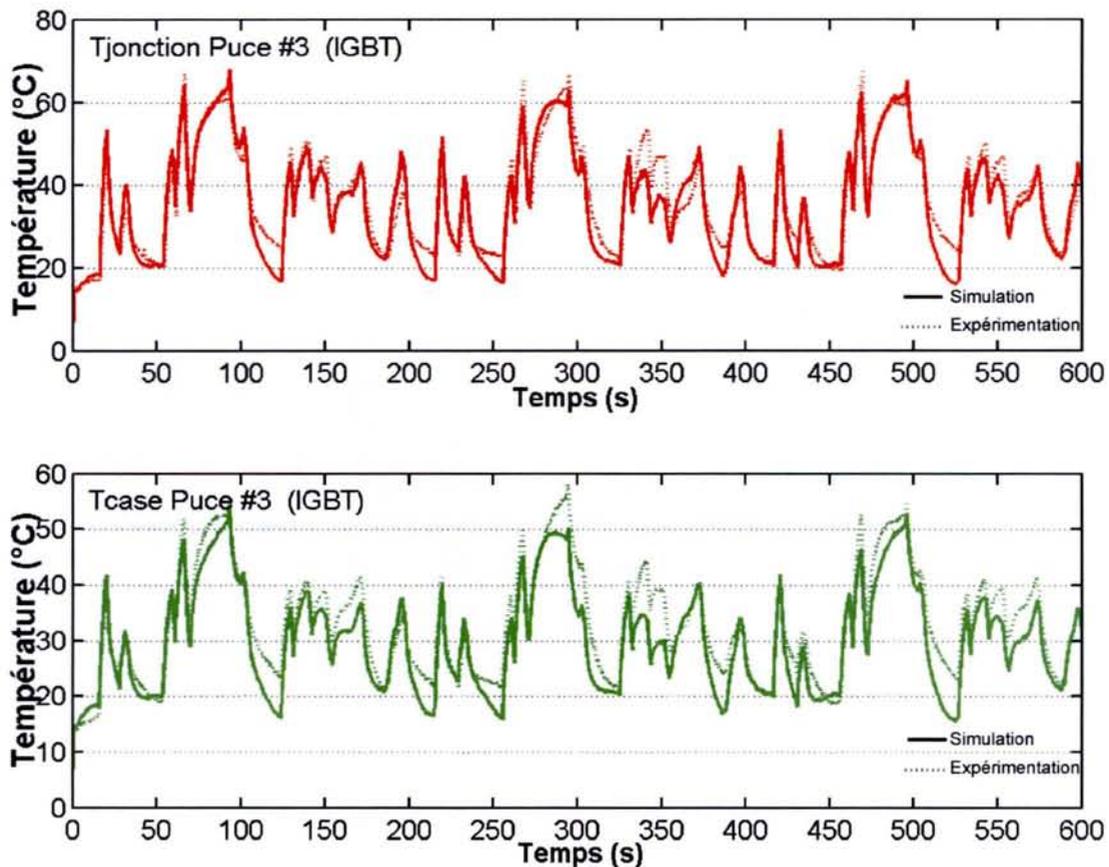


Fig.106: Comparaison entre les températures simulées et calculées de jonction et de case pour une puce IGBT (moitié du profil NMVEG)

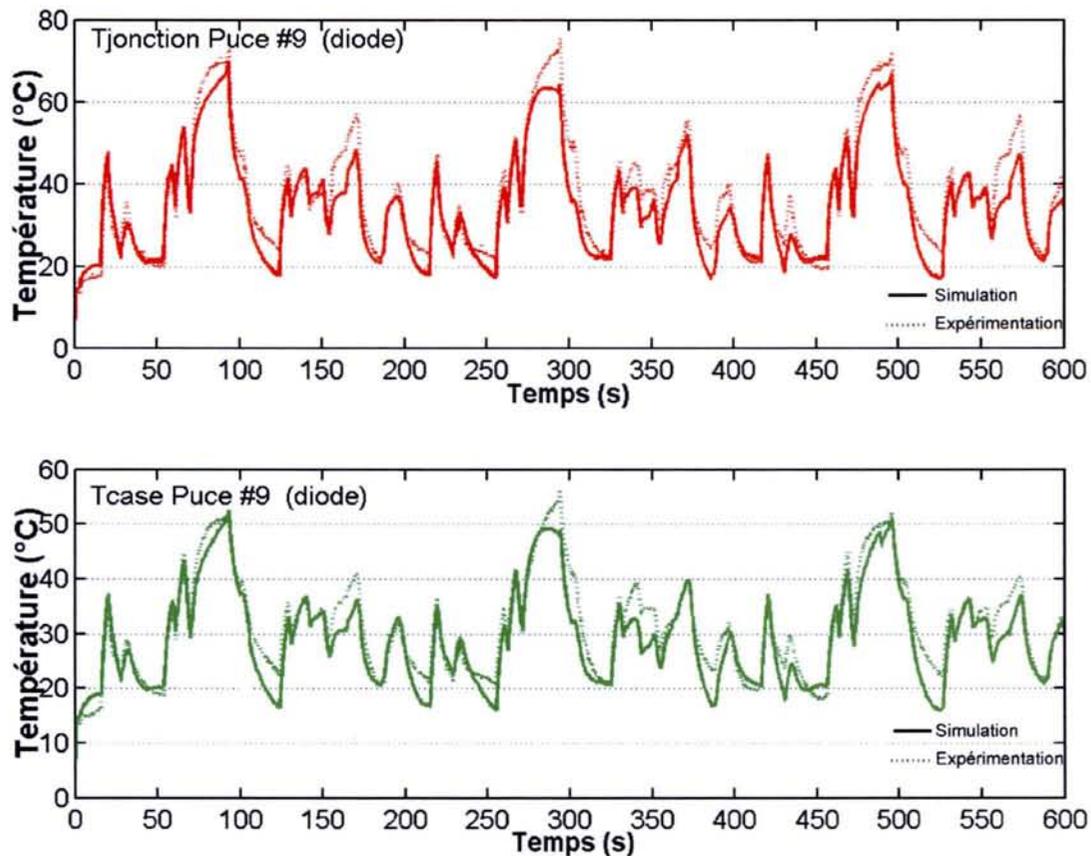


Fig.107: Comparaison entre les températures simulées et calculées de jonction et de case pour une puce diode (moitié du profil NMVEG)

3.5 Performances du modèle

Pour les valeurs calculées précédemment, les performances très intéressantes, en terme de vitesse de calcul, réalisées par notre modèle électrothermique sous l'environnement Simulink, sont le fruit d'une étude menée sur la résolution de l'équation principale de notre modèle. En effet, un algorithme original, mis au point par Z. Khatir [KHA-03] de l'INRETS, permet le calcul direct de l'intégrale du produit de convolution de l'équation (2.9) et nous permet ainsi des temps de calcul très faible. Dans le cas de la simulation du comportement thermique des 12 puces du convertisseur intégré que nous venons de voir, les performances obtenues avec un ordinateur pc Intel P IV, cadencé à 2GHz et avec 1GHz de RAM, sont les suivantes :

- Temps simulé : 600s, soit 10mn.
- Temps de calcul : 3240s, soit 54mn.
- Pas de simulation : 50µs.
- Temps de calcul par pas de simulation : 0.27ms
- Températures calculées : 12 (6 diodes et 6 IGBT)

4. Discussion et perspectives

Une application directe peut être trouvée pour ce modèle thermique, déterminer la distribution de température des puces et de la semelle d'un composant multichip sur n'importe

quel profil de mission routier accompli par le véhicule. Nous pouvons ainsi estimer les contraintes thermiques générées par ce composant et vérifier sa résistance face à ces dernières lorsque nous corrélons ces données avec des résultats de vieillissement accéléré. Malheureusement, dans le cas présent, les essais de power cycling nous permettant d'obtenir ces courbes limites de résistance à la fatigue thermique n'ont pu être menés faute de temps, mais surtout faute de composant.

Conclusion

Alors que dans le chapitre précédent, un des thèmes principaux était l'identification des contraintes thermiques, dans celui-ci, c'est leur estimation qui le sujet principal. Nous avons en effet cherché à estimer, avec l'aide de modèles thermiques plus ou moins développés, les températures en différents points des modules étudiés et pour divers fonctionnements.

Dans la première partie, nous avons présenté un modèle thermique unidimensionnel dont la forme simplifiée se montre suffisante pour reproduire les pertes générées durant le cyclage thermique des composants sur des bancs de vieillissement accéléré. Puis, par la suite, grâce à la mise au point d'un modèle électrothermique plus complet, et validé expérimentalement, nous avons montré sa capacité à reproduire le comportement thermique d'un convertisseur de puissance multichip lors d'un fonctionnement réel et avec des performances, en terme de vitesse de calcul, proches du temps réel. Finalement, nous avons montré l'éventail des possibilités offertes par cet outil dans la surveillance et la prédiction des contraintes thermiques générées durant le fonctionnement de convertisseurs de puissance intégrés.

Conclusion générale

La thématique de cette thèse portait sur l'identification et l'estimation des contraintes thermiques générées dans les modules d'électronique de puissance utilisés dans la traction électrique. Avec l'augmentation de la densité de puissance et du fait de leur environnement thermique proche, les convertisseurs de puissance ont vu, au cours du temps, augmenter les contraintes thermiques appliquées sur leur structure physique, réduisant par conséquent la fiabilité de ces composants. Alors que cette augmentation se vérifie dans le domaine du transport guidé (métro, trains...), elle est accrue dans le domaine automobile, où les contraintes thermiques sont sévères et la demande de fiabilité élevée.

Nous avons vu dans le premier chapitre les bases théoriques nécessaires à la compréhension et à la résolution de la problématique posée, l'estimation de la fiabilité. Les différents composants que nous pouvons rencontrer dans le domaine de la traction sont présentés et le fonctionnement des modules de puissance IGBT est détaillé. Nous avons également fait un état de l'art des notions de détermination de la durée de vie et de la fiabilité des composants électroniques de forte puissance avec un éclairage particulier sur une méthode d'estimation, basée sur les essais de vieillissement accéléré par power cycling test.

Dans le deuxième chapitre, une étude portant sur l'estimation de la durée de vie de modules IGBT utilisés dans un véhicule hybride a été présentée. Les contraintes thermiques ont tout d'abord été identifiées lors du fonctionnement du véhicule dans une circulation urbaine à l'aide de sondes thermiques à fibres optiques. Puis, elles ont été reproduites grâce à l'utilisation de bancs de cyclage actif et appliquées, de façon accélérée, sur différents composants afin d'estimer leur durée de vie sous différents niveaux de contraintes. Par la suite, une corrélation entre cette identification et les résultats expérimentaux de ces essais a été effectuée afin de déterminer la résistance de ces composants face aux contraintes générées durant le profil de mission et en accord avec les lois de vieillissement évaluées. Avec ces essais, nous avons pu valider la disponibilité des composants face aux exigences de durée de vie du constructeur automobile et le conforter ainsi dans ses choix quant aux modules de puissance sélectionnés.

Après ces identifications de contraintes thermiques, c'est leur estimation que nous avons effectuée dans le troisième et dernier chapitre. Dans cette partie, deux modèles thermiques ont été élaborés pour la détermination des températures de puce et de semelle, l'un pour un module IGBT DUAL, grâce à un modèle unidimensionnel, et l'autre pour un convertisseur intégré multichip à IGBT, grâce à un modèle électrothermique complet, où les interactions existantes entre les puces du module sont prises en compte à l'aide d'une équation analytique générale des impédances thermiques présentes. Ce dernier modèle a été validé expérimentalement sur une chaîne de traction hybride et nous a permis de calculer les températures de puces et de semelle lors de la reproduction d'un profil de mission routier européen normalisé durant lequel les puces et la semelle du composant ont été auscultées à l'aide de thermocouples et fibres optiques.

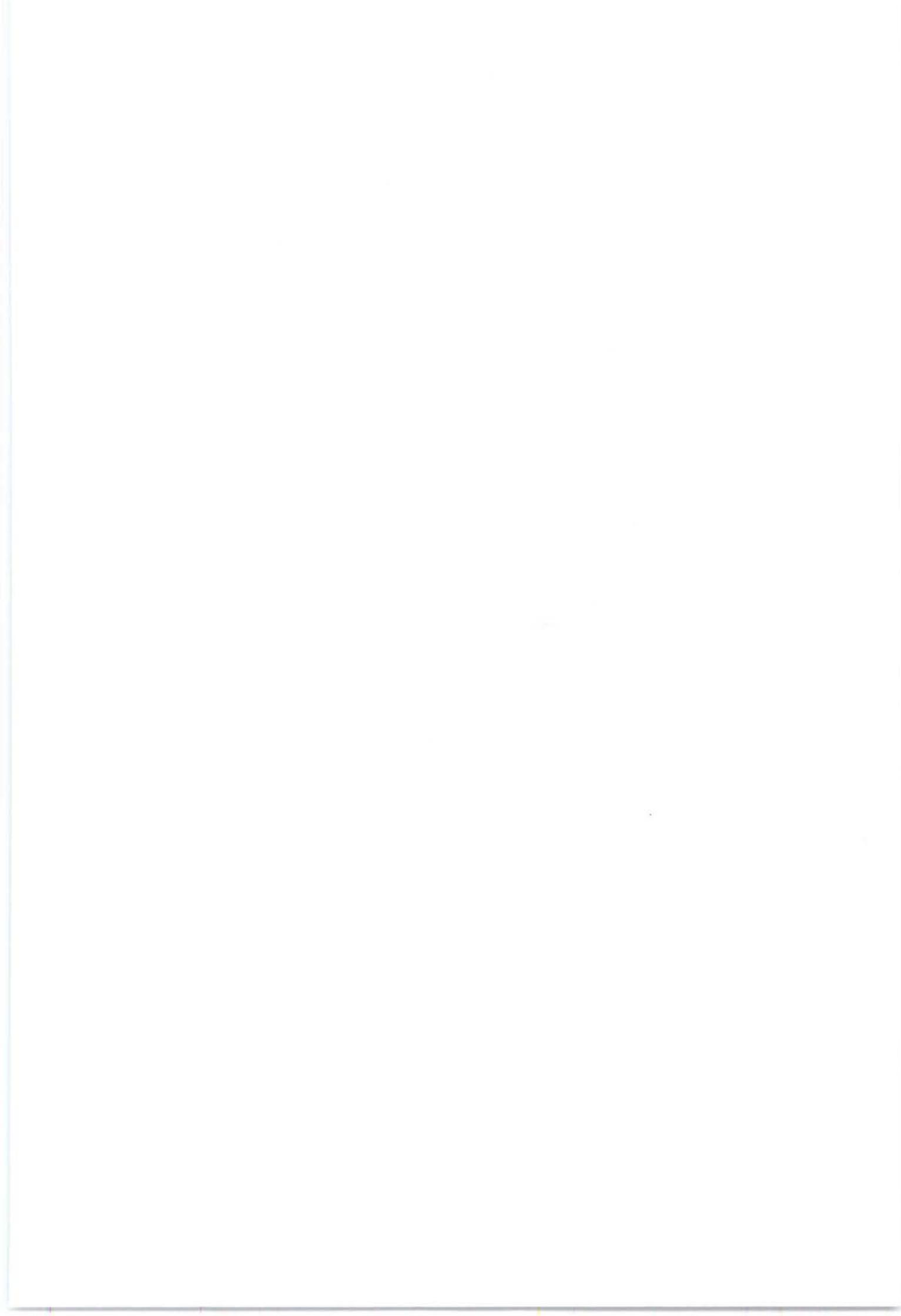
Dans l'ensemble, la précision de ces deux modèles s'est montrée satisfaisante et le comportement, du point de vue de la vitesse de calcul, a atteint un niveau très intéressant pour le deuxième modèle, avec des performances s'approchant du temps-réel dans le cas de notre simulation du comportement thermique des douze puces.

Bien évidemment, une application évidente peut être trouvée à ce modèle électrothermique, la possibilité d'obtenir la distribution de température sur n'importe quel profil de mission. En effet, connaissant le courant dans chaque phase du moteur ainsi que la loi de commande du driver, pour un profil de mission donnée, nous pouvons estimer la température T_j (puce) et T_c (semelle) que nous classons statistiquement grâce à une distribution de la température au cours du profil. Ainsi, par analogie avec les travaux menés dans le chapitre II, dans lequel nous avons corrélé une distribution de températures T_j et T_c avec des résultats de power cycling dans le but d'estimer la durée de vie des modules de puissance utilisés dans un véhicule, nous pouvons appliquer cette méthodologie au cas d'un convertisseur de puissance intégré comme celui présenté. Malheureusement, dans le cas présent, les essais de power cycling nous permettant d'obtenir les courbes limites de résistance à la fatigue thermique n'ont pu être menés à cause d'une mise sur le marché tardive de ces composants et donc par faute de temps. La suite logique de cette étude serait donc l'accomplissement de ces essais dans le but d'obtenir les données manquantes.

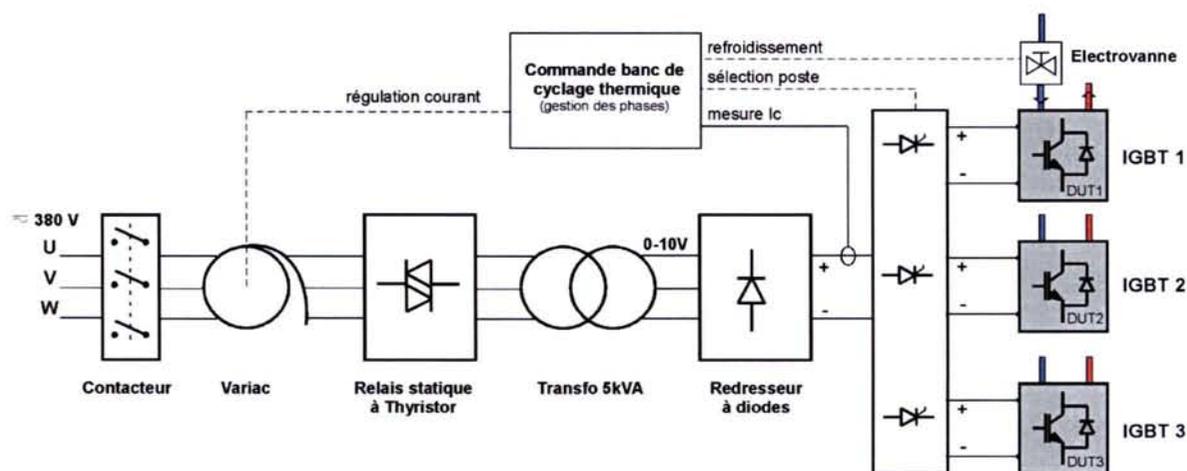
Dans la perspective d'une poursuite de ces travaux de recherche avec l'optique de réduire d'avantage le temps de calcul en optimisant la méthode de résolution des équations analytiques, il peut être envisageable d'obtenir, à court terme, un modèle thermique temps-réel capable de fournir les températures des puces du convertisseur en fonctionnement. Les données d'entrées de ce modèle seraient être les courants de phases mesurés in situ provenant de capteurs appropriés, ainsi que les ordres de commande du convertisseur.

L'avantage de cette rapidité de calcul offre la possibilité d'acquérir un outil de contrôle non intrusif pouvant être implanté dans une unité de gestion d'un groupe moteur-onduleur et/ou du système de refroidissement dans le but de contrôler les pertes générées par le composant et leur évacuation par un système de refroidissement intelligent, mêlant asservissement et rapidité de réglage du débit d'eau.

S.T.D. - U.H.P. NANCY 1
BIBLIOTHÈQUE DES SCIENCES
Rue du Jardin Botanique
54600 VILLERS-LES-NANCY



Annexe I : Schéma fonctionnel et photo d'un banc de cyclage thermique de l'INRETS

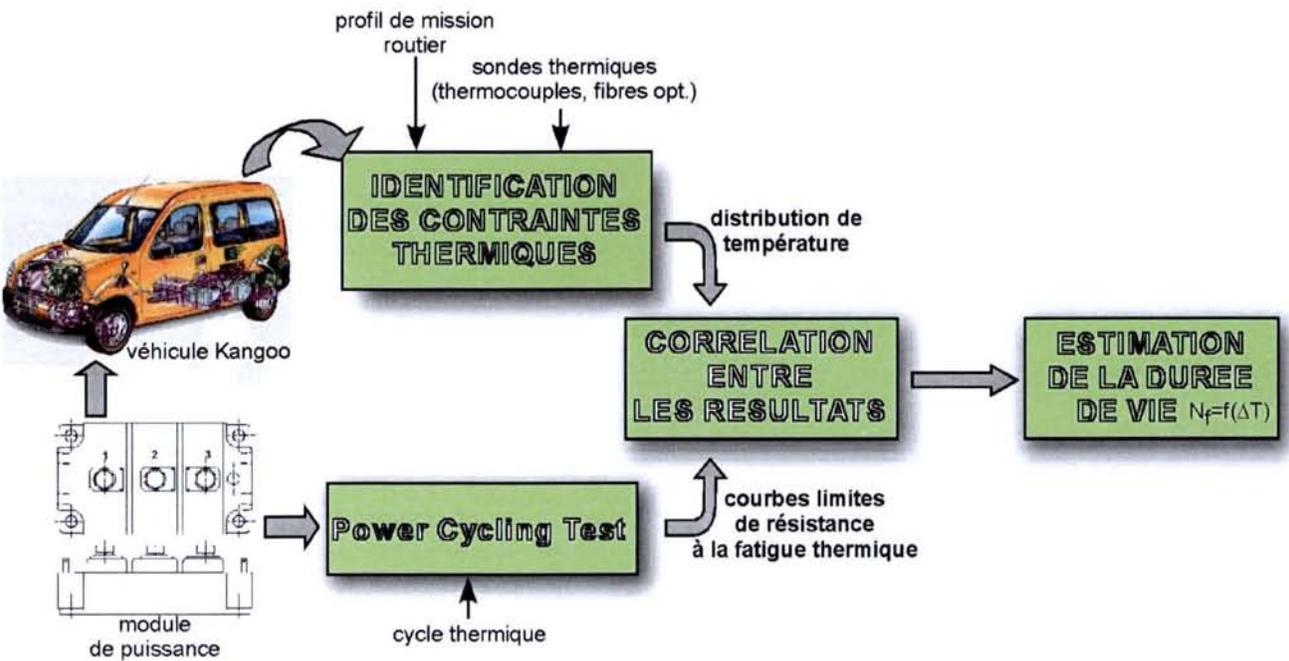


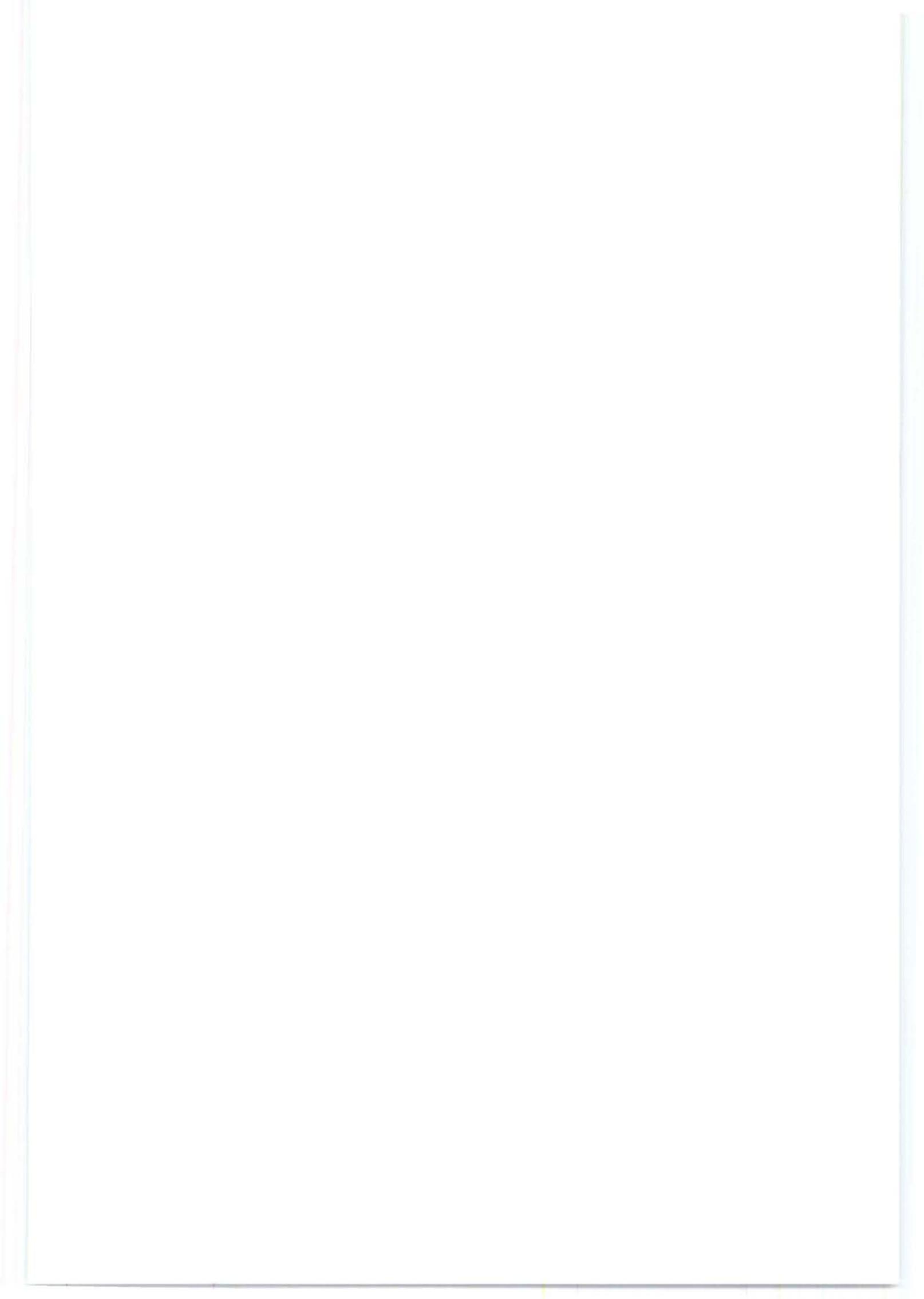
Le schéma ci-dessus présente l'architecture des bancs de cyclage thermique utilisés à l'INRETS. Ces bancs sont conçus pour le cyclage de trois modules IGBT de puissance.

La photo de droite, illustre ce banc, nous pouvons remarquer, les trois modules sous tests ainsi que les tuyaux d'arrivée de d'évacuation de l'eau du refroidisseur.



Annexe II : Méthodologie appliquée pour l'étude du chapitre II





Annexe III : Documentation technique du thermomètre à fibres optiques

Fuoroptic Thermometers

700 Series

Fuoroptic™



The Luxtron 700 Series is an accurate, fiberoptic temperature measurement system designed for demanding environments where conventional measurement techniques cannot be used. Applications include measurement and control of electrostatic chucks (ESCs) used in semiconductor processing, high voltage transformers used for power distribution, and microwave devices used for medical therapies.

Non-metallic and electrically non-conductive, the unique Fluoroptic™ probes of the 700 Series are immune to electromagnetic interference (EMI) and voltages that adversely affect electrical sensors such as thermocouples and thermistors. By using materials of minimal thermal conductance, these probes measure temperature on minute samples without perturbing or heat sinking the sample.

Ideal for semiconductor and materials processing where temperature directly affects product quality, the 700 Series is a robust solution for measuring temperature to control RF and microwave processes.

With the 700 Series, Luxtron offers not only its patented temperature sensing technology with fiberoptic probes, but also a broad range of operating versatility built into the instruments. The instruments offer an easy to use menu-driven interface and built-in analog and digital outputs.

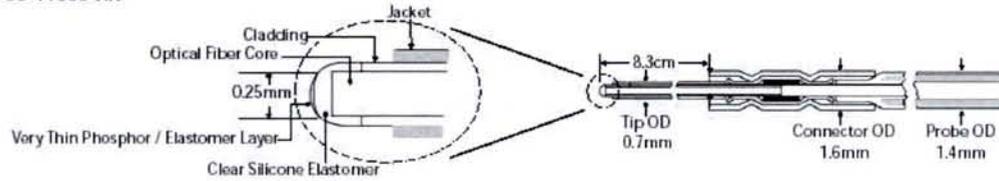
- -195°C to +450°C Range
- Immune to EMI and RF
- Self-calibrating Fluorescent Sensor
- RF-Shielded Package
- Simultaneous Readout for all Channels

A wide variety of probe configurations are available for specific measurement applications. Consult this brochure for detailed probe specifications or contact Luxtron's applications engineering staff to discuss your particular application.



SEL-XX Surface Contact Temperature Probe

PN 00-11536-XX



Includes Teflon Slip Connector and Two 10cm Long Replaceable Probe Tips.

To order replacement Probe tips for SEL Surface Temperature Probes, Specify **SEL TIPS 00-11773-01** which include:

- 8 Replacement Sensor Tips
- 1 Replacement Slip Connector
- 1 Sensor Cleaning Kit

Temperature Range -50° to 200°C (250°C Intermittently)

Response Time 25 Milliseconds

Fiber Type 400µm PCS, Double PFA Teflon® Jacketed, Kevlar® Cabled Fiber

Connector Type SMA 905

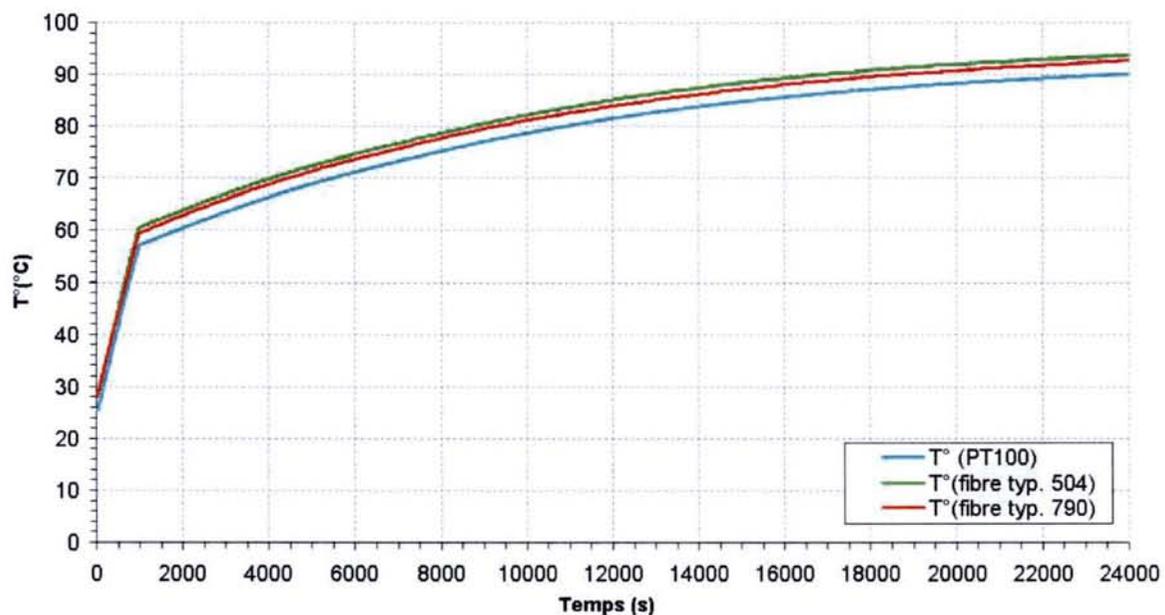
Available Lengths 2 and 5 Meters

Features

Channels	1, 2, or 4
Temperature Range	-195°C to +450°C
Accuracy (Uncalibrated)	±2°C
Accuracy (Calibrated)	±0.1°C RMS at Point of Calibration ±0.5°C RMS within ±50°C of Calibration Point ±1°C RMS within ±100°C of Calibration Point
Response Time	250 mSec
Sample Rate	4 Samples / Second
Power	40W, 90 to 260V, 47 to 63Hz
Precision	±0.1°C RMS at 8 Samples / Measurement
Output Ports	RS-232C Serial Digital, ±5 VDC Analog
Display	24 Character LED Display
Configuration	Standalone or Rack Mount Shielded Enclosure to Meet FCC Class A and ANSI Standards
Dimensions	Standalone: 13.5"W x 5.10"H x 12.5"D Rack Mount: 19"W x 5.25"H x 13.5"D
Storage	-55°C to 75°C
Operating Temperature	10°C to 60°C

Annexe IV : Courbes d'étalonnages des thermomètres à fibres optiques

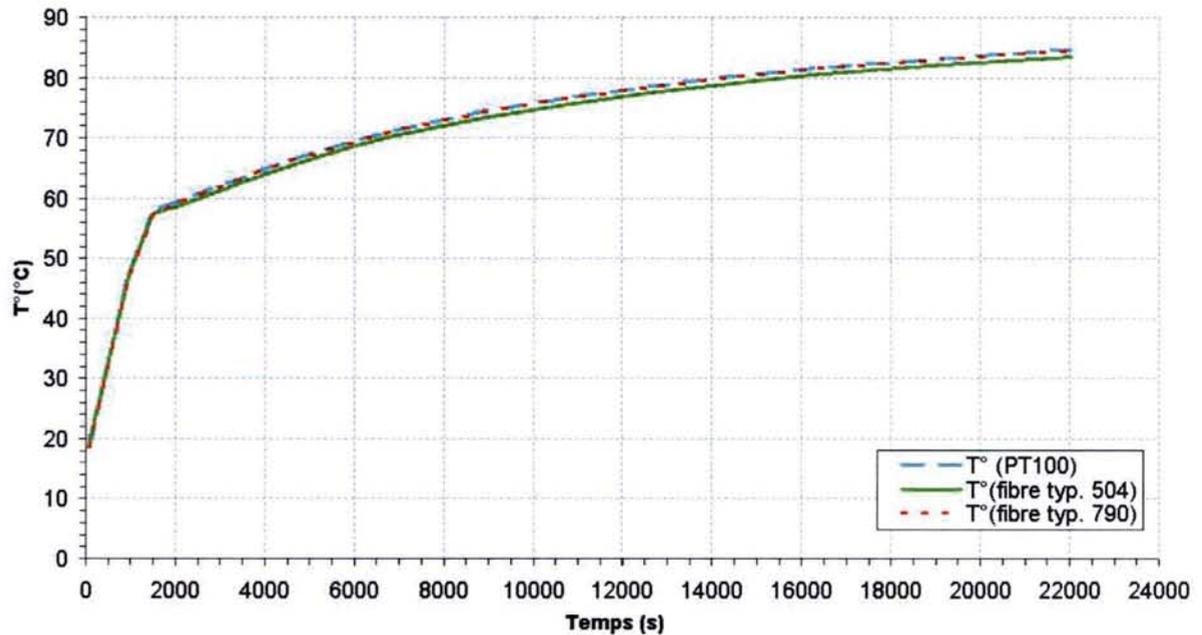
1. Etalonnage sans Calibration initiale



Caractéristiques de l'instrumentation :

- Conditionneur Newport modèle INFU-1210 avec sonde PT 100 (précision : 0.01°C)
- Thermomètre optique Luxtron modèle 790, non calibré (précision: 0.1°C au point de calibration et 0.5°C à ± 50°C du point de calibration.)
- Thermomètre optique Luxtron modèle 504 type, carte d'acquisition, non calibré (précision: 0.1°C au point de calibration et 0.5°C à ± 50°C du point de calibration.)

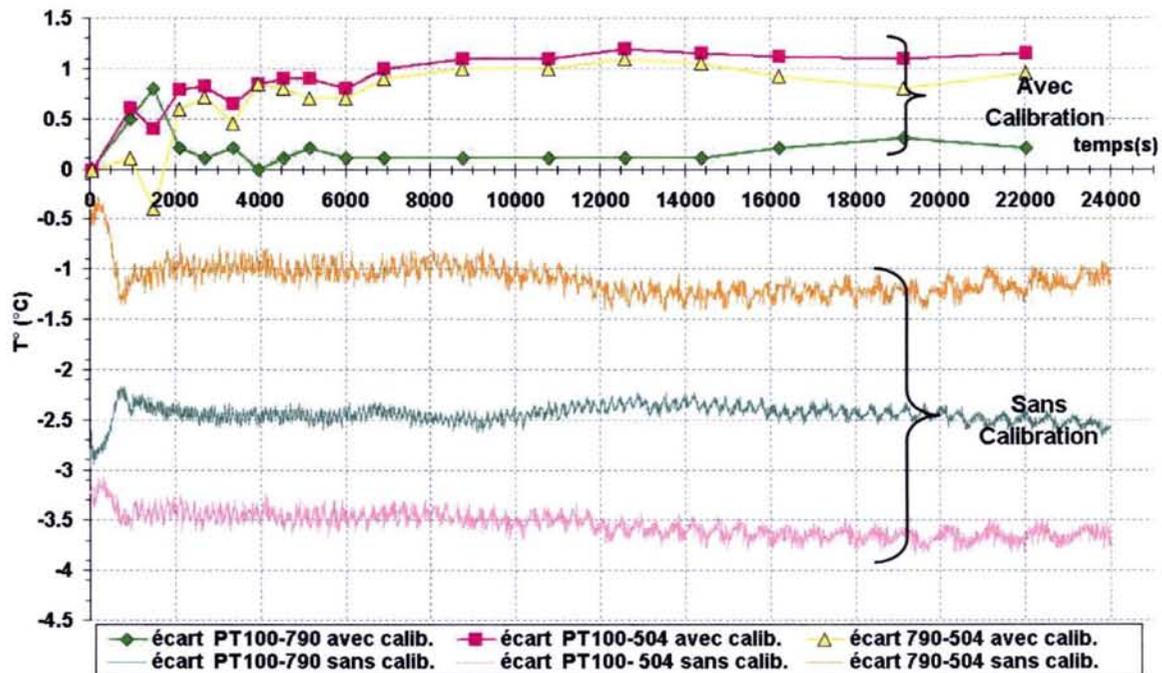
2. Etalonnage avec Calibration initiale



Caractéristiques de l'instrumentation :

- Conditionneur Newport modèle INFU-1210 avec sonde PT 100 (précision :0.01°C)
- Thermomètre optique Luxtron modèle 790, calibré à 18.5°C (précision: 0.1°C au point de calibration et 0.5°C à $\pm 50^\circ\text{C}$ du point de calibration).
- Thermomètre optique Luxtron modèle 504 type, carte d'acquisition, calibré à 18.5 °C (précision: 0.1°C au point de calibration et 0.5°C à $\pm 50^\circ\text{C}$ du point de calibration.)

3. Ecart de température entre les appareils au cours de la mesure



Sans calibration :

3.5 °C en moyenne de différence entre t° PT100 et t° fibre 504

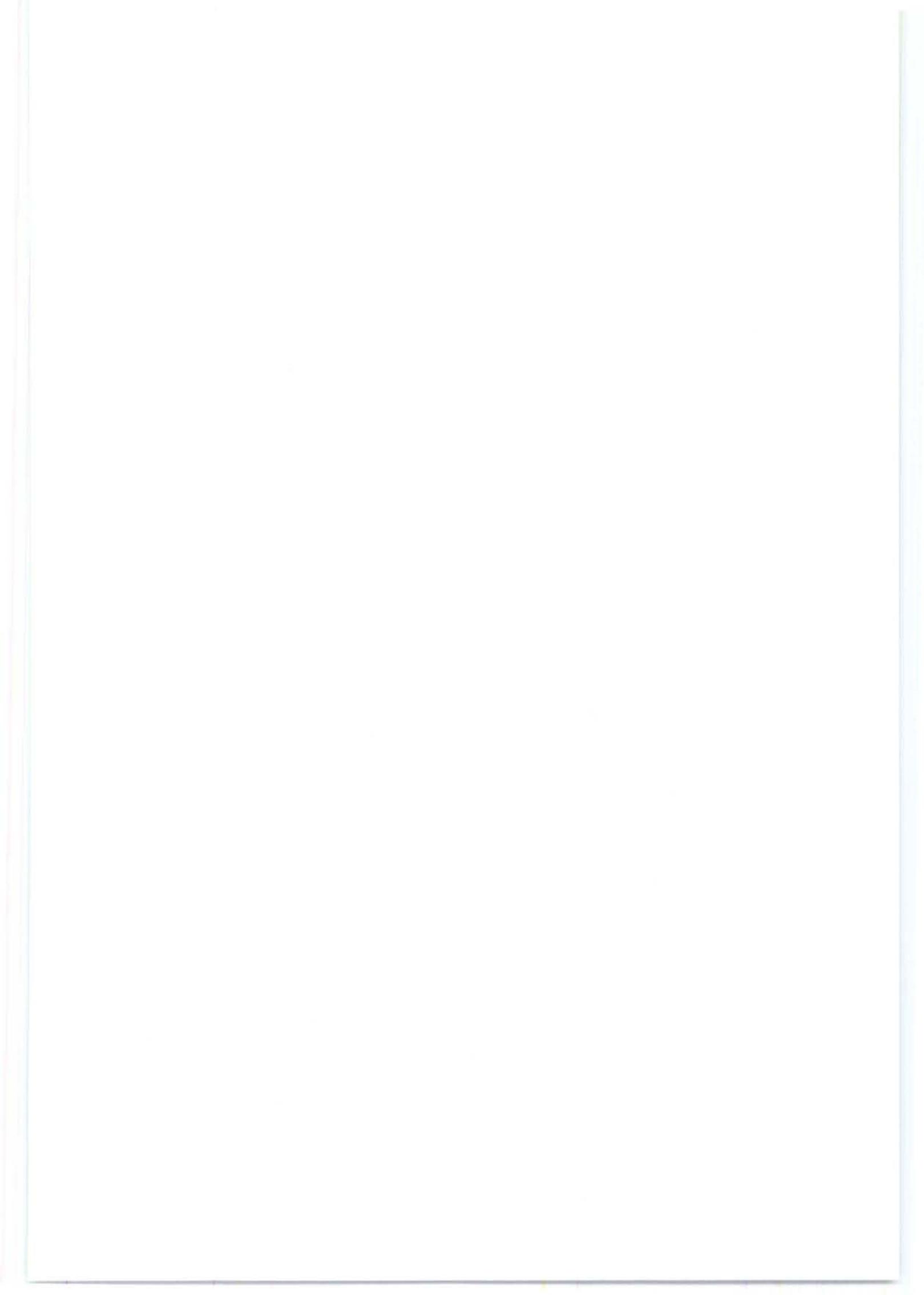
2.4 °C en moyenne de différence entre t° PT100 et t° fibre 790

Avec calibration :

0.9 °C en moyenne de différence entre t° PT100 et t° fibre 504

0.2 °C en moyenne de différence entre t° PT100 et t° fibre 790

S.C.D. - U.H.P. NANCY 1
 BIBLIOTHEQUE DES SCIENCES
 Rue du Jardin Botanique
 54600 VILLERS-LES-NANCY



Annexe V : Rappel des équations thermiques pour une modélisation avec des cellules RC

Il existe trois modes de transmission de la chaleur dans un milieu. La convection, la conduction, et le rayonnement [DEG-90]. Dans le cas des composants électroniques de forte puissance, la majorité de la transmission du flux de chaleur s'effectue par conduction. En effet l'écoulement du flux s'opère de manière unidirectionnelle, du composant vers son refroidisseur, les composantes rayonnantes et convectives, régissant les échanges avec le milieu extérieur, sont donc négligées.

1. Rappel des équations fondamentales

Pour comprendre les propriétés physiques de la conduction de la chaleur dans un matériau et permettre une modélisation fiable il est important de rappeler les équations fondamentales qui régissent ce phénomène [DEG-90, ARN-92, LAL-97, NEW-75].

1.1 Définitions des termes utilisés

- Flux de chaleur: ϕ (W), c'est la quantité de chaleur (en Joules) qui traverse une surface pendant un temps (s).
- Densité de flux de chaleur φ ($\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$), c'est la quantité de flux de chaleur par unité de surface.
- Sources internes: p ($\text{W}\cdot\text{m}^{-3}$), c'est la quantité de flux de chaleur par unité de volume.
- surface isotherme, c'est une surface dont tous les points ont même température.

1.2 Loi de Fourier

La loi générale de conduction thermique dans un solide décrite par Fourier s'exprime ainsi:

$$\vec{\varphi} = -\lambda \cdot \text{grad}(T) \quad \text{pour un milieu isotrope.} \quad (1.1)$$

où $\vec{\varphi}$ représente la densité de flux de chaleur en $\text{W}\cdot\text{m}^{-2}$
 λ la conductivité thermique en $\text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$
 T la température.

Il est important de noter que λ dépend en général de la température et de l'espace $\lambda(x,y,z,T)$ et que $\vec{\varphi}$ est dirigée dans le sens de la diffusion de la chaleur, de la zone chaude vers la zone froide.

1.3 Equations de la chaleur

On considère un volume V caractérisé par sa conductivité thermique λ et ρc sa capacité thermique volumique. Σ est la surface entourant V et n la normale orientée vers l'extérieur. Le bilan énergétique dans ce volume peut se détailler simplement de la façon suivante

$$Q_1 + Q_2 = Q_3 \quad (1.2)$$

où Q_1 représente la quantité d'énergie entrant dans le volume V à travers dS pendant le temps dt .

$$Q_1 = \int_{\Sigma} \lambda \cdot \text{grad}T \cdot n \cdot dS \cdot dt$$

Q_2 représente la quantité d'énergie interne représentée par des sources internes au volume (pertes Joules par exemple)

$$Q_2 = \int_V p(x, y, z, t) dv \cdot dt$$

Q_3 représente la quantité de chaleur nécessaire à la variation de la température du volume V .

$$Q_3 = \int_V \rho c \frac{\partial T}{\partial t} dt \cdot dV$$

On en tire le bilan suivant:

$$\int_{\Sigma} \lambda \text{grad}T \cdot n \cdot dS \cdot dt + \int_V p \cdot dv \cdot dt = \int_V \rho c \frac{\partial T}{\partial t} dt \cdot dV$$

D'après la formule d'Ostrogradsky:

$$\boxed{\text{div}(\lambda \cdot \text{grad}(T)) + p = \rho c \frac{\partial T}{\partial t} dt} \quad (1.3)$$

qui représente l'équation générale de la chaleur.

- Si le milieu est homogène, qu'il n'y a pas de source interne et que la conductivité est indépendante de la température, on obtient le cas particulier suivant:

$$\Delta T = \frac{1}{a} \frac{\partial T}{\partial t} \quad (1.4)$$

avec $a = \frac{\lambda}{\rho c}$ qui représente la diffusivité thermique ($\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$).

- Si le milieu est homogène, que la conductivité est indépendante de la température et que le régime est permanent on obtient le deuxième cas particulier suivant:

$$\lambda \Delta T + p = 0 \quad (1.5)$$

2. Régime permanent

Dans le cas d'un régime permanent les équations thermiques nous amènent à introduire la notion de résistance thermique d'un solide.

Comme le régime est stationnaire, on peut reprendre la formule (1.5). Si en plus de cette condition, il n'existe pas de source interne, le terme p peut être supprimé.

On obtient ainsi:

$$\lambda \Delta T = 0 \quad \text{ou encore} \quad \text{div}(\lambda \cdot \text{grad}(T)) = 0$$

2.1 Résistance thermique

On considère un tube de flux dirigé suivant x compris entre deux surfaces isothermes $S1$ de température $T1$ et $S2$ de température $T2$ sans source interne et dont λ est indépendant de la température. Le flux s'écrit sous cette forme:

$$\phi = -\lambda(x)S(x)\frac{dT}{dx} \quad (1.6)$$

on en tire

$$\int_{S1}^{S2} \frac{dx}{\lambda(x)S(x)} = -\int_{T1}^{T2} \frac{dT}{\phi}$$

comme le flux est conservatif dans le tube

$$\int_{S1}^{S2} \frac{dx}{\lambda(x)S(x)} = \frac{T1-T2}{\phi} \quad (1.7)$$

Si on pose

$$R = \int_{S1}^{S2} \frac{dx}{\lambda(x)S(x)} \quad (1.8)$$

R est appelé Résistance Thermique.

Soit pour un mur homogène d'épaisseur e de section S constante:

$$R = \frac{e}{\lambda \cdot S}$$

On peut alors déduire de (1.7) une équation de forme simplifiée:

$$\Delta T = R\phi \quad \text{avec } \Delta T = T1 - T2 \quad (1.9)$$

comparable avec la loi d'Ohm $U=RI$

Il est alors possible de faire une analogie entre les grandeurs électriques et les grandeurs thermiques, le tableau I nous en explique la concordance.

Grandeurs Electriques			Grandeurs Thermiques		
différence de potentiel électrique	V	Volts	Différence de Température	ΔT	K
Courant	I	A	Flux thermique	ϕ	W
Densité de courant	J	A/m ²	Densité de flux thermique	φ	W/m ²
Conductivité électrique	σ	A/V.m	Conductivité thermique	λ	W/m.K
Résistance électrique	R	Ω	Résistance thermique	R	K/W
Capacité électrique	C	F	Capacité thermique	C	J/K

Tab.I: Correspondance entre les grandeurs électriques et thermiques

De même qu'avec des résistances électriques, les calculs de mise en série et en parallèle sont applicables sur les résistances thermiques. Une condition toutefois est nécessaire, les surfaces de séparation entre les résistances doivent être isothermes.

3. Régime transitoire

Dans le cas d'un régime transitoire, la transformation des équations de conduction thermique en résistances thermique ne s'applique pas. Il est nécessaire d'introduire un nouvel élément, toujours en rapport avec le système électrique, le quadripôle thermique.

3.1 Notion de quadripôle thermique

Pour introduire cette notion nous allons prendre le cas d'un mur d'épaisseur e , sans source interne à $T=0$ pour $t=0$, soit :

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = \frac{1}{a} \frac{\partial T}{\partial t} \quad (1.10)$$

On définit par \bar{T}_e et \bar{T}_s , les transformées de Laplace des températures T_e ($x=0$) et T_s ($x=e$) et $\bar{\phi}_e$ et $\bar{\phi}_s$, les transformées de Laplace des flux thermiques ϕ_e ($x=0$) et ϕ_s ($x=e$). Comme le système est linéaire on peut déduire une relation entre les grandeurs d'entrée (ϕ_e, θ_e) et de sortie (ϕ_s, θ_s).

$$\begin{bmatrix} \bar{T}_e \\ \bar{\phi}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{T}_s \\ \bar{\phi}_s \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Le système peut être représenté par la figure suivante.

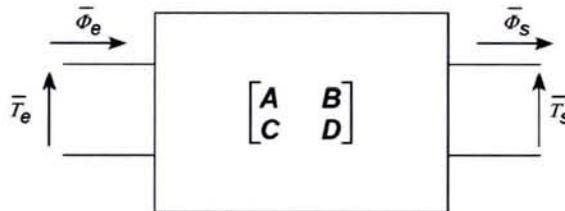


Fig.1: Représentation d'un quadripôle thermique

On applique la transformée de Laplace à l'équation (1.10) avec L (variable de Laplace).

$$\frac{d^2 \bar{T}}{dx^2} = \frac{L}{a} \bar{T}$$

la solution est $\bar{T} = K_1 \operatorname{sh} \alpha x + K_2 \operatorname{ch} \alpha x$ avec $\alpha^2 = L/a$

A la température T , on associe le flux ϕ

$$\phi = -\lambda S \frac{\partial T}{\partial x}$$

Après transformation de Laplace

$$\bar{\phi} = -\lambda S \frac{d\bar{T}}{dx} \quad (1.12)$$

soit:

$$\bar{T}_e = \operatorname{ch} \alpha e \bar{T}_s + \frac{\operatorname{sh} \alpha e}{\lambda S \alpha} \bar{\phi}_s \quad (1.13)$$

$$\bar{\phi}_e = \lambda S \alpha \operatorname{sh} \alpha e \bar{T}_s + \operatorname{ch} \alpha e \bar{\phi}_s$$

ainsi, si l'on reprend la forme matricielle de (1.11) on obtient:

$$\begin{aligned}
 A &= D = ch \alpha e \\
 B &= \frac{sh \alpha e}{\lambda S \alpha} \\
 C &= \lambda S \alpha sh \alpha e
 \end{aligned}
 \tag{1.14}$$

Le système étant symétrique et passif, il existe bien deux relations entre les termes de la matrice.

$$\begin{aligned}
 A &= D \quad (\text{système symétrique}) \\
 AD - BC &= 1 \quad (\text{système passif})
 \end{aligned}$$

En électricité tout quadripôle peut se représenter par trois impédances en T ou en Π , ainsi le quadripôle de la figure 1 peut prendre la forme suivante:

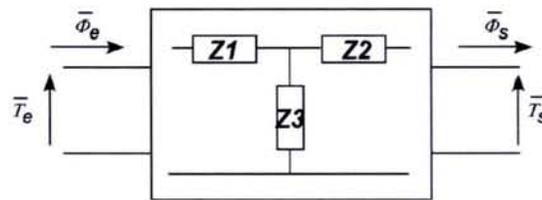


Fig.4: Représentation du quadripôle sous forme d'impédances en T .

Dans le cas général de quadripôle passif on obtient, pour les éléments de la matrice, les résultats suivants:

$$Z_3 = \frac{1}{C} \quad Z_1 = \frac{A-1}{C} \quad Z_2 = \frac{D-1}{C}$$

soit, dans l'hypothèse d'un mur:

$$Z_1 = Z_2 = \frac{ch\alpha e - 1}{\lambda S \alpha sh\alpha e} \quad Z_3 = \frac{1}{\lambda S \alpha sh\alpha e}
 \tag{1.15}$$

Si l'on considère que les temps sont suffisamment longs ($at/e^2 \gg 1$ soit) on obtient les éléments suivants:

$$\begin{aligned}
 Z_1 = Z_2 &= \frac{e}{2 \lambda S} = \frac{R}{2} \quad \rightarrow \quad \text{résistance pure} \quad \boxed{R = \frac{e}{\lambda S}} \\
 Z_3 &= \frac{1}{\rho c e S L} = \frac{1}{C L} \quad \rightarrow \quad \text{capacité pure} \quad \boxed{C = \rho c e S}
 \end{aligned}$$

avec: λ ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$) conductivité thermique du matériau
 S (m^2) section du mur
 ρ (kg.m^{-3}) densité du matériau
 c ($\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$) chaleur spécifique du matériau
 e (m) épaisseur du mur

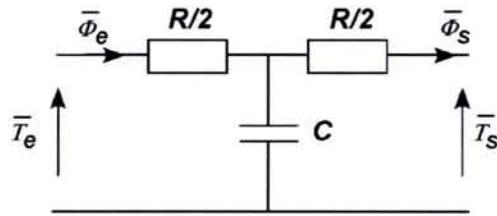
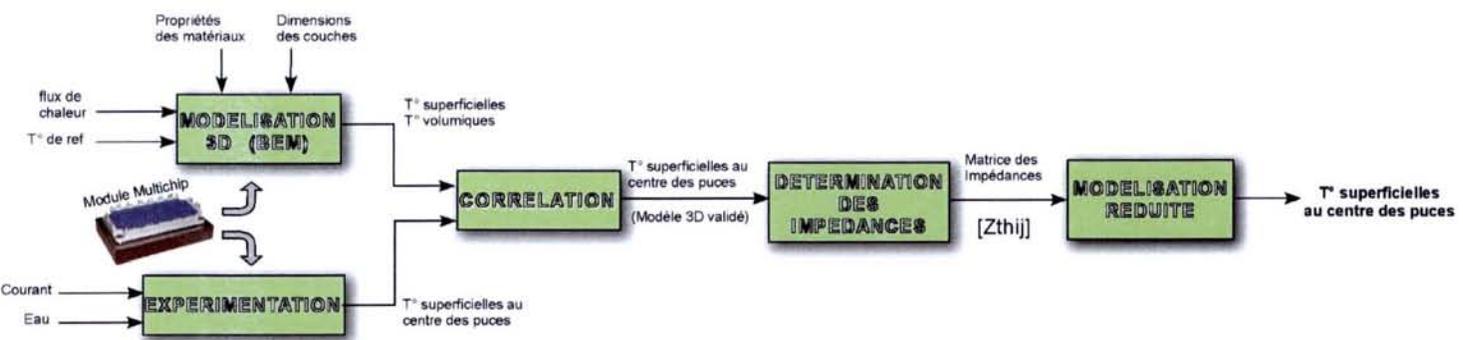
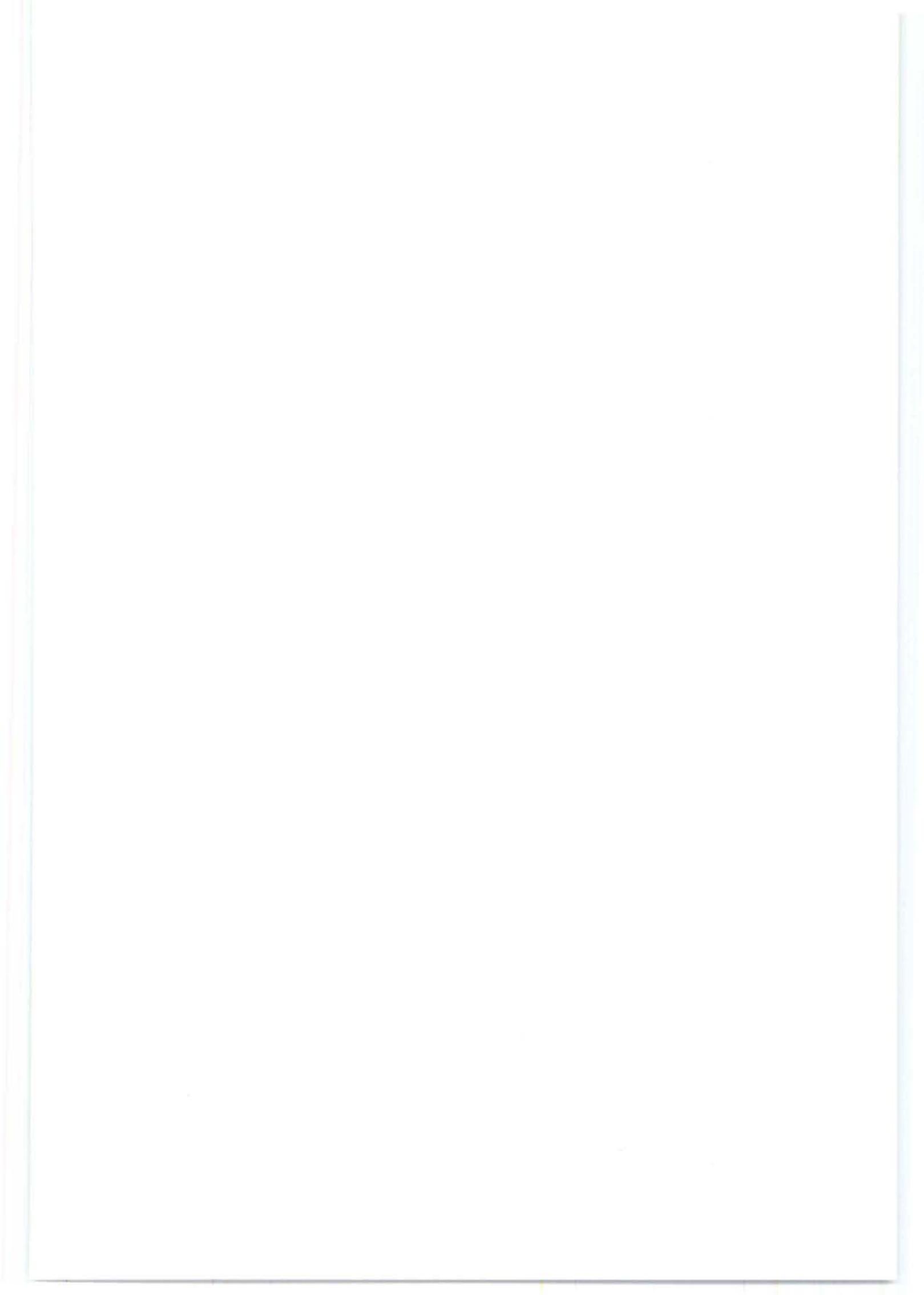


Fig.3: Représentation du quadripôle sous forme d'impédances en T .

Grâce à cette modélisation, il est possible, à présent, de modéliser la diffusion de la chaleur par conduction dans un empilement de divers matériaux, avec la mise en série de quadripôles correspondants à chaque matériau. Il est toutefois important de noter que ce modèle s'applique uniquement dans le cas de la propagation unidimensionnelle de la chaleur par conduction dans un matériau homogène.

Annexe VI : Schéma synoptique de la détermination du modèle thermique du convertisseur intégré multichip





Références bibliographiques

• CHAPITRE I

- [ALO-96] P. ALOISI "L'avenir des IGBT" *Electronique de Puissance du Futur (EPF)*, 1996.
- [ATK-99] G. ATKIN, J. STOREY "Electric Vehicles. Prospects for battery, fuel cell and hybrid-powered vehicles." *Rapport Financial Times Automotive*, 1999.
- [AZ1-98] S. AZZOPARDI "Contribution à la caractérisation et à la modélisation de l'IGBT en vue d'une hybridation destinée à fonctionner à température élevée pour le véhicule électrique" *Thèse de doctorat*, Université Bordeaux I, 1998.
- [AZ2-98] S. AZZOPARDI, J.M. THEBAUD, E. WOIGARD, C. ZARDINI, P. SABLE "Hybrid Power Modules using a Metal Matrix Composites baseplate: an evaluation" *IEMT/IMC*, 04/98, pp 173-178.
- [BAC-98] M. BACHA, G. CELEUX, E. IDEE, A. LANNOY, D. VASSEUR "Estimation de modèles de durée de vie fortement censurées" Editions Eyrolles, 1998.
- [BAL-84] B.J. BALIGA, M.S. ADLER, R.P. LOVE, P.V. GRAY, N.ZOMMER "The Insulated Gate Transistor: A new three-terminal MOS controlled bipolar power device" *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 31, n°6, June, pp.821-828, 1984.
- [BAS-02] C. BAS "Nouvelle alimentation de four à arc" *Thèse de doctorat*, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [BAS-10] O.H. BASQUIN "The exponential law of endurance tests" *Proceedings of ATSM 11*, pp625-630, 1910.
- [BAT-97] C. BATHIAS, J.P. BAÏLON "La fatigue des matériaux et des structures" édition Hermès, 1997
- [BEN-96] M. BERNARD "Le matériel roulant de Météor" *Revue générale des chemins de fer*, juin 1996, p. 69-81.
- [BER-96] C. BERG "Silicon Carbide - the power semiconductor material of the future" *ABB Review Article*, 01/96 M174, pp. 37-42.

- [BER-98] H. BERG, E. WOLFGANG "Advanced IGBT modules for railway traction applications: Reliability testing." *European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failures Physics and Analysis (ESREF)*, 1998.
- [BIR-99] A. BIROLINI "Reliability Engineering, Theory and Practice" 3^{ème} Edition, Springer-Verlag, 1999.
- [BOU-97] J.C. BOUTONNET, R. BALDOCCHI "Les automotrices régionales TER-2N " *Revue générale des chemins de fer*, nov. 1997, p. 11-26.
- [BUT-00] D. BUTCHERS, C. BULL "Packaging complements silicon in automotive".
PCIM Europe, 2000, pp 42-46.
- [CAR-97] E.I. CARROLL, N. GLASTER "IGBT or IGCT: Consideration for very high power applications" *Forum Européen des semiconducteurs de puissance*, Clamart, 10/1997.
- [CAR-98] E.I. CARROLL "Power Electronics for very high power applications" *IEE/PEVD*, 09/1998.
- [CHA-00] J.P. CHANTE "Composants de puissance en carbure de silicium" *rapport GDR n°2084*, 05/2000.
- [CIA-01] M. CIAPPA "Some Reliability Aspects of IGBT Modules for High-Power Applications" Series in Microelectronics vol. 111, éditions Hartung-Gorre, 2001.
- [COF-54] L.F. COFFIN, "A study of the effect of cyclic thermal stresses on a ductile metal" *ASME*, pp931-950, 1954.
- [COF-76] L.F. COFFIN, "The concept of frequency separation in life prediction for time-dependent fatigue." *ASME-MPC symposium on Creep-Fatigue Interaction, MPC- 3*, pp349-363, 1976.
- [COQ-93] G. COQUERY "Thermal cycling: First comparative tests on presspacked and direct bonding technology for GTOs and IGBTs". *European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failures Physics and Analysis (ESREF)*, 1993.
- [COQ-96] G.COQUERY, R. LALLEMAND, A HAMIDI, D. WAGNER " Fiabilité des modules de fortes puissances. Influence de la fatigue thermique due aux cycles de traction. Essais accélérés de cyclage thermique en puissance." *Electronique de Puissance du Futur (EPF)*, 1996, pp 349-354
- [COQ-98] G. COQUERY "Les modules IGBT de forte puissance. Leur essor dans les applications de traction ferroviaire." *REE n°9*, oct.1998.

-
- [COQ-99] G. COQUERY, R. LALLEMAND, D. WAGNER, M. PITON, H. BERG, K.SOMMER "Reliability improvement of the soldering thermal fatigue with AlSiC technology on traction high power IGBT modules" *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1999.
- [COV-99] P. COVA, F. FANTINI "On the effect of the power cycling stress on IGBT modules" *European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failures Physics and Analysis (ESREF)*, 1999.
- [COR-00] P. CORVISIER "Les modules IGBT" *Electronique n°103*, mai 2000.
- [DÖN-99] W. DÖNITZ, K. E. NOREIKAT "BEV, FCEV, HEV...-the same electric drive train?" 16th *Electric Vehicle Symposium (EVS)*, oct.1999, Beijing China.
- [EIC-00] S. EICHER, S. BERNET, P. STEIMER, A. WEBER "The 10kV IGCT-A new device for medium voltage drives" *IAS*, Rome, 2000.
- [ERS-98] J.C. ERSKINE et al. "High Temperature Automotive Electronics: an overview" editions R. Kirshman, IEEE Press, 1998.
- [GRÜ-96] H. GRÜNING "High-power hard-driven GTO module for 4.5kV/3kA snubberless operation" *PCIM Europe*, 1996.
- [GRÜ-98] H. GRÜNING "IGCT Technology-A quantum leap for high-power converter" *IEEE/PES*, 1998.
- [HAM-98] A. HAMIDI "Contribution à l'étude des phénomènes de fatigue thermique des modules IGBT de forte puissance destinés aux applications de traction" *Thèse de doctorat*, Institut National Polytechnique de Lorraine, 1998.
- [HAR-95] L. J. HART, K.L. BRUNING "Power temperature cycle accelerated testing" *Quality and Reliability engineering international*, vol.11, 1995,pp.41-48.
- [HEL-97] M. HELD, P. JACOB, G. NICOLETTI, P. SCACCO, M.H. POECH "Fast power cycling test for IGBT modules in traction application" *IEEE Power Electronics and Driver Systems*, Singapore, 1997.
- [HIL-97] G. HILPERT, T. ZÜLLIG "Intregrated power module in IGBT technology for modular power traction converters." *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1997.
- [HIJ-93] A. HIJAZI "Etude du comportement thermomécanique et de la fiabilité des assemblages de composants montés en surface, utilisés en environnement automobile sévère" *Thèse de doctorat*, Université de Bordeaux I, 1993.
-

- [HIY-97] M.HIYOSHI, K.NISHITANI, A.SKINNER, S.DEWAR "3.3KV and 2.5 KV Press pack switching performance and mechanical reliability" *PCIM'97*.
- [HOT-95] R. HOTZ, F. BAUER, W. FICHTNER "On-state and short circuit behaviour of high voltage trench gate IGBTs in comparison with planar IGBTs." *International symposium on Power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)*, 1995, pp824-829.
- [JEN-95] F. JENSEN "Electronic Component Reliability" editions Wiley & Sons, 1995.
- [KAH-95] H. KAHLEN, G. MAGGETTO " Electric and hybrid vehicles" *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1995, vol.1, pp30-54.
- [KAS-01] J.G. KASSAKIAN, D.J. PERRAULT "The future of Electronics in Automobiles" *International Symposium on power Semiconductor Devices & ICs (ISPSD)*, 2001, pp15-19.
- [KLA-95] R. KLAUS, M. REDDIG, K. HOFFMANN "The short-circuit behaviour of IGBTs based on different technologies" *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1995, vol.1, pp157-161.
- [LEF-00] G. LEFRANC, T. LICHT, H.J. SCHULTZ, R. BEINERT, G. MITIC "Reliability testing of high-power multi-chip IGBT modules" *European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failures Physics and Analysis, (ESREF)*, 2000.
- [LEF-02] G. LEFRANC, T. LICHT, G. MITIC "Properties of solders and their fatigue in power modules" *European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failures Physics and Analysis, (ESREF)*, 2002.
- [LER-00] F. LE ROY "6.5kV Press Pack IGBT", Eupec, *Electronica Press Releases*, 11/00.
- [LOC-00] M.L. LOCATELLI, TH. LEBEY "Impact des matériaux sur les systèmes de puissance du futur" *rapport GDR n°2084*, 05/2000.
- [MAN-52] S.S. MANSON "Behaviour of materials under conditions of thermal stress" *Heat transfert symposium*, University of Michigan, University of Michigan press, 9-75, 1952.
- [MAN-65] S.S. MANSON "Fatigue: a complex subject - some simple approximations" *Exper. Mech.* 5, 1965, pp193-226.
- [MAS-95] M. MASSENAT "La soudure par ultrasons" *Technologie & Electronique*, n° 18, sept.1995, pp8-14.

-
- [MÜN-00] M. MÜNZER, M. HORNKAMP M. "Econopack+ a new IGBT module for optimized inverter solutions" *PCIM*, 2000, Boston.
- [PAS-86] J.P. PASCAL " Etude de circuits d'aide à la commutation de thyristors GTO montés en série pour des applications à la traction ferroviaire" *Thèse de doctorat*, Université Paris VI Pierre et Marie Curie, 1986.
- [PET-98] J.M. PETER "De nouveaux composants arrivent, l'intégration de puissance continue son évolution: Quelles conséquences ?" *Electronique de Puissance du Futur (EPF)*, 1998.
- [RAP-98] RAPSDRA: Reliability of advanced high power semiconductor devices for railway traction applications. Projet européen n° BRPR-CT95-0074. début: 01.01.1996, fin: 31.12.1998.
- [RUB-96] D. RUBESA "Lifetime prediction and constitutive modelling for creep-fatigue interaction" Editions Gebruder Borntraeger, Berlin, 1996.
- [SCH-00] T. SCHMITT "AlSiC composites as a base material for high power" *PCIM Europe* 06/2000, pp70-73.
- [SOM-93] I.L. SOMOS, D.E. PICCONE, L.J. WILLINGER, W.H. TOBIN "Power semiconductors empirical diagrams expressing life as a function of temperature excursion" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.29, n°1, Janvier 1993.
- [STE-00] P. STEIMER, O. APELDOORN, E. CARROLL "IGCT devices-applications and future opportunities" *IEEE/PES*, Seattle, 2000.
- [TEK-02] M. TEKIN, L. DUMERCY, D. HISSEL, M.C. PERA, R. GLISES, J.M. KAUFFMANN, P. SCHOTT, A. DE BERNARDINIS, G. COQUERY, F. BADIN, A. LACHICHI, B. DAVAT " Fuel Cell System for Transportation Applications: Modelling and Experimental Validation" *France-Deutschland Fuel Cell Conference 2002*, octobre 2002.
- [WOI-92] E. WOIRGARD "Contribution à l'étude d'une intégration hybride adaptée à l'électronique automobile " *Thèse de doctorat*, Université de Bordeaux I, 1992.
- [WOI-02] E. WOIRGARD, J.M. THEBAUD, C. ZARDINI "Méthodologie basée sur des simulations par éléments finis pour évaluer la relation entre les tests de vieillissements accélérés et la réalité de fonctionnement de modules de puissances à IGBT" *Thèse de doctorat*, Université de Bordeaux I, 1992.
- [WON-99] W. WONDRAK "Physical limits and lifetime limitations of semiconductor devices at high temperatures" *European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failures Physics and Analysis (ESREF)*, 1999.
-

• **CHAPITRE II**

- [AND-97] M. ANDRE "European development of Hybrid Technology approaching efficient Zero Emission Mobility (HYZEM)-Driving patterns analysis and driving cycles" *rapport INRETS*, n° LEN 9709, 1997.
- [AND-98] M. ANDRE "Construction de cycles de conduite représentatifs pour la mesure des émissions de polluants des véhicules" *Thèse de doctorat*, INSA Lyon, *rapport INRETS*, n° LEN 9808, 1998.
- [AND-01] M. ANDRE "Driving cycles derived from real-world in-vehicle measurements for passenger cars and light duty vehicles: principles, database and main results – Particular case of the ARTEMIS driving cycles" *rapport INRETS*, 2001.
- [CA2-01] S. CARUBELLI "Estimation de la durée de vie de modules IGBT pour véhicules hybrides à partir de la mesure directe de température de puce" *JCGE'01, Journée Jeunes Chercheurs en Génie Electrique*, Nancy, Novembre 2001.
- [CA2-01] S. CARUBELLI "Mesure directe de température par fibre optique sur puce IGBT pour véhicule hybride- Méthodologie " *Rapport de travaux de recherche*, mars 2001.
- [CAR-01] S. CARUBELLI, F. LECOQ, G. COQUERY "Methodology for Reliability Evaluation of a HEV Inverter Module by Silicon Temperature Direct Measurement", *18th International Electric Vehicle Symposium (EVS 18)*, Berlin, novembre 2001.
- [CIA-00] M. CIAPPA, W. FICHTNER "Lifetime prediction of IGBT module for traction applications" *Proceedings of 38 IEEE International Reliability Physics Symposium*, San Jose, USA, pp. 210-216, 2000.
- [CIA-02] M. CIAPPA, F. CARBOGNANI, P. COVA, W. FICHTNER "A novel thermomechanics-based lifetime prediction model for cycle fatigue failure mechanisms in power semiconductors" *European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failures Physics and Analysis (ESREF)*, 2002.
- [COQ-01] G. COQUERY, S. CARUBELLI et F. LECOQ "Power module lifetime estimation from chip temperature direct measurement in an automotive traction inverter" *Microelectronics Reliability* n°41 (2001), pp 1695-1700.
- [DIR-70] "Directive du Conseil Européen n° 70/220/CEE" *Journal officiel des Communautés européennes*, mars 1970.

-
- [DIR-98] “Directive du Parlement Européen et du Conseil n° 98/69/CE” *Journal officiel des Communautés européennes*, octobre 1998.
- [IEC-95] “IEC 61287-1, Power converters installed on board rolling stock- Part 1: Characteristics and test methods” *Norme de la International Electrotechnical Commission*, juillet 1995.
- [IEC-01] “IEC 60747-9, Semiconductor devices - Discrete devices - Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs) ” *Norme de la International Electrotechnical Commission*, novembre 2001.
- [IEC-02] “IEC 60191-2-am5, Mechanical standardization of semiconductor devices. Part 2: Dimensions” *Norme de la International Electrotechnical Commission*, février 2002.
- [IEC-03] “IEC 60747-15, Semiconductor devices - Discrete devices - Part 15: Isolated power semiconductor devices” *Norme de la International Electrotechnical Commission*, 2003.
- [MAL-02] G. MALLEDANT “Renault Kangoo Electrique” *Voiture et Cité de demain*, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), 2002.
- [MOR-99] A. MORETTI “Electric Kangoo” *Electric Vehicle Symposium (EVS 17)*, 1999, Beijing, China.
- [NOU-82] “Le point sur les capteurs : les thermocouples” *Le Nouvel Automatisme*, déc. 1982, pp 65-70.
- [NOR-93] “Thermocouples” Norme française NF EN 60584-2, 1993.

• CHAPITRE III

- [ALO-87] P. ALOÏSI, "La fatigue thermique" Motorola semiconducteur, Electronique du puissance n°24, déc.1987.
- [ALO-92] P. ALOÏSI, "Tout savoir sur la résistance thermique et les causes de défaillance dans les semiconducteurs de puissance" Note Motorola semiconducteur, Toulouse, 1986-1992.
- [ARN-92] J. ARNOULD, P. MERLE, "Dispositifs de l'Electronique de Puissance" édition Hermes, 1992, Vol.1.
- [BAR-98] J.P. BARDON, B. CASSAGNE “Température de surface –Mesure par contact” Techniques de l’Ingénieur, vol. RAB, article R2730.
- [BRE-92] C.A. BREBBIA and L.C. WROBEL–“Boundary Element methods in Heat Transfer” Co-published by Computational Mechanics Publications and Elsevier Applied Science, 1992.

- [CAR-99] M. CARMONA, S. MARCO, J. PALACIN, J. SAMITIER "A time-domain method for the analysis of thermal impedance response preserving the convolution form" IEEE transactions on packaging and technology, vol.22, n°2, 1999.
- [CAR-02] S. CARUBELLI, Z. KHATIR – "Experimental validation of a thermal modelling method dedicated to multichip power modules under working conditions " *8th International workshop on thermal investigations on IC's microstructures (THERMINIC)* – Madrid, 2002.
- [CAR-03] S. CARUBELLI, Z. KHATIR – "Experimental validation of a thermal modelling method dedicated to multichip power modules in operating conditions " Microelectronic Journal, Editions Elsevier Applied Science – à paraître en 2003.
- [DEG-90] A. DEGIOVANNI "Transmission de l'énergie thermique - Conduction" Technique de l'Ingénieur, A 1530, pp1-16,1990.
- [DIR-98] "Directive du Parlement Européen et du Conseil n° 98/69/CE" *Journal officiel des Communautés européennes*, octobre 1998.
- [EUP-00] Documentation technique EUPEC – BSM 200GD 60 DLC – 8 pages, 2000.
- [GER-99] Y.C. GERSTENMAIER, G. WACHUTKA – "A new Procedure for the Calculation of the Temperature Development in Electronic System"- *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lausanne, 1999.
- [KHA-00] Z. KHATIR, S. LEFEBVRE – "Thermal Analysis of High Power IGBT Modules " *International Symposium on Power Semiconductor Devices (ISPSD)*, Toulouse, may 2000.
- [KHA-01] Z. KHATIR, S. LEFEBVRE – "Power Analysis of Power Cycling Effects on High Power IGBT Modules by the Boundary Element Method " *SEMiconductor THERmal Management (SEMI-THERM XVIII)*, San-José, march 2001.
- [KHA-03] Z. KHATIR, S. CARUBELLI, F. LECOQ – "Real-Time Computation of Thermal Constraints in Multichip Power Electronics Devices" IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies– à paraître.
- [LAL-97] J.P. LALFER "Echanges thermiques: la conduction" Technologie & Electronique, édition Alisson, Vol.4-n°40, sept. 97.
- [LEW-96] R.W. LEWIS, K. MORGAN, H.R. THOMAS, K.N. SEETHARAMU "The finite element method in heat transfer analysis" Ed. J. Wiley & Sons, 1996.

-
- [MAS-94] M. MASSENAT "Paramètres physiques des matériaux" Technologie & Electroniques, éditions Alisson, HS n°4, nov. 94.
- [MAT-01] "Release notes 12.1", Documentation Matlab 6.1.0.450, mai 2001.
- [NEW-75] W.E. NEWELL "Transient thermal analysis of solid state power devices – making a dreaded process easy ", *Power Electronics Specialists Conference*, 1975.
- [PRE-92] H. PRESS, W.T. WETTERLING, S.A. TEUKOLSKY and B.P. FLANNERY, "Numerical Recipes in Fortran: The art of scientific computing". Cambridge, U.K. *Cambridge University Press*, 1992.
- [PRO-99] F. PROFUMO, A. TENCONI, S. FACELLI, B. PASSERINI – "Implement and Validation of a Thermal Model for Analysis, Design and Characterisation of Multichip Power Electronic Devices" IEEE Transactions on Industry Applications, vol.35, n° 3, mai/juin 1999.
- [TRI-02] R. TRIGUI et al. "Hybrid light duty vehicles evaluation program". *19th International Electric Vehicle Symposium (EVS 19)*, Busan, Corée, octobre 2002.
- [YUN-99] C.S. YUN, P. REGLI, J. WALDEMEYER, W. FICHTNER "Static and dynamic thermal characteristics of IGBT power modules" *11th International symposium on power semiconductor devices & IC's (ISPSD)*, pp.37-40, 1999.
- [YUN-01] C.S. YUN, P. MALBERTI, M. CIAPPA, W. FICHTNER "Thermal component model for electrothermal analysis of IGBT module systems" IEEE transactions on advanced packaging, vol.24, n°3, 2001.

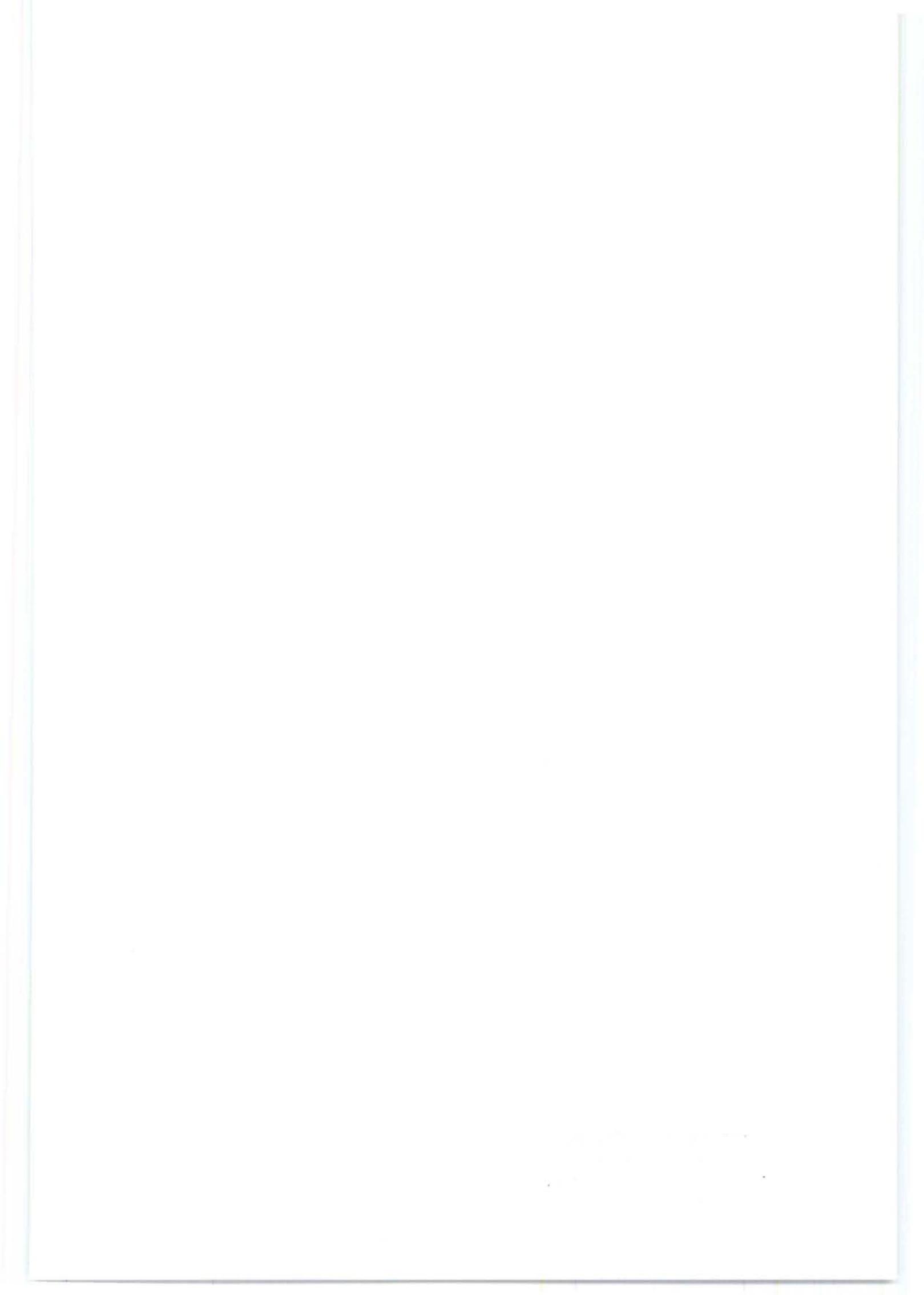


Table des Illustrations

Chapitre I

<i>Fig.1: Plage de fréquence et de puissance des composants utilisés dans la traction électrique</i>	11
<i>Fig.2: Plage de puissance des composants utilisés pour la moyenne et forte puissance</i>	11
<i>Fig.3: Boîtier pressé de Thyristor (gauche) et boîtier moulé d'IGBT</i>	12
<i>Fig.4: Présentation d'un IGBT press-pack ABB 2500V-700A (gauche) et vue en coupe d'un IGBT press-pack classique</i>	13
<i>Fig.5: Vue interne d'un module IGBT (gauche) et schéma des différents éléments</i>	13
<i>Fig.6: Fils de bonding sur puces silicium et vue en coupe d'un module IGBT 600V-200A</i>	14
<i>Fig.7: Structure physique élémentaire d'un IGBT</i>	15
<i>Fig.8: IGBT à structure symétrique: NPT (gauche), et asymétrique: PT (droite)</i>	16
<i>Fig.9: Structure électronique 9(a) et schéma équivalent avec éléments parasites 9(b)</i>	16
<i>Fig.10: Schéma équivalent fonctionnel de l'IGBT</i>	17
<i>Fig.11: Coefficients de dilatation thermique (CTE), conductivité thermique et densité des matériaux présents dans les modules hybrides de puissance</i>	20
<i>Tab.1: Lieux à température élevée où l'on rencontre des composants électroniques</i>	21
<i>Tab.2: Propriétés physiques des principaux semi-conducteurs</i>	21
<i>Fig.12: Convertisseurs intégrés 600V-200A (a) et 1200V-450A (b)</i>	22
<i>Fig.13: Schéma électrique du convertisseur de la figure 12(b) (onduleur triphasé)</i>	23
<i>Fig.14: Nombre de cycle de fonctionnement vis-à-vis de la variation de température de puce pour différentes contraintes et différents véhicules</i>	25
<i>Fig.15: Courbes de contrainte/déformation dans le cas d'une contrainte cyclique</i>	26
<i>Fig.16: Déformation différentielle des couches de l'empilement induisant des contraintes au niveau de la brasure</i>	28
<i>Tab.3: limite entre haute et basse température pour différents matériaux</i>	28
<i>Fig.17: Courbe de défaillance en fonction du temps</i>	31
<i>Tab.4: Les principales défaillances des modules IGBT de forte puissance</i>	32
<i>Tab.5: Les critères de défaillances des modules IGBT de forte puissance</i>	33
<i>Fig.18: Schéma synoptique des différentes méthodes de détermination de la durée de vie</i>	33
<i>Tab.6: Principales bases de données pour l'étude statistique de la durée de vie</i>	34
<i>Fig.19: Les différentes étapes d'une étude physique</i>	35

<i>Fig.20: Courbes de prédiction de la durée de vie.....</i>	36
<i>Fig.21: Courbes représentatives du cyclage thermique</i>	39
<i>Fig.22: Courbes de résultat d'essais de power cycling test établi d'après le modèle d'Arrhenius et avec une fonction de distribution de Weibull.....</i>	43
 Chapitre II	
<i>Fig.23: Renault Kangoo Electrique «Elect'road».....</i>	46
<i>Fig.24: Module dual IGBT 300A-600V et son schéma électrique.....</i>	48
<i>Fig.25: Vue des trois modules composant l'onduleur de traction.....</i>	48
<i>Fig.26: Vue en coupe d'un module de puissance instrumenté.....</i>	49
<i>Fig.27: Représentation schématique de l'instrumentation des modules de puissance.....</i>	50
<i>Tab.7: Caractéristiques des thermocouples utilisés</i>	50
<i>Fig.28: Image tomographique, obtenue par microscopie acoustique, d'un module IGBT utilisé dans l'onduleur de traction</i>	51
<i>Fig.29: Fibre + tip (a) et détail de la pointe du tip (b).....</i>	53
<i>Fig.30: Temps d'intégration et fréquence d'acquisition du thermomètre à fibre optique</i>	55
<i>Fig.31: Positionnement de la fibre sur un fil de bonding (a), sur le coin de la puce (b), sans contact avec la puce (c).....</i>	56
<i>Fig.32: Courbe de caractérisation électrothermique d'une puce IGBT.....</i>	57
<i>Fig.33: Schéma électrique pour la mesure indirecte de la température de puce</i>	59
<i>Fig.34: Essai thermique avant correction de la position des sondes</i>	60
<i>Fig.35: Essai thermique après correction de la position des sondes</i>	60
<i>Fig.36: Représentation du profil NMVEG.....</i>	62
<i>Fig.37: Représentation d'un profil urbain modem-Hyzem.....</i>	62
<i>Fig.38: Représentation des profils de mission ARTEMIS.....</i>	63
<i>Fig.39: Représentation du profil de mission de référence Renault.</i>	64
<i>Fig.40: Régime moteur du véhicule électrique sur divers profils de mission.....</i>	65
<i>Fig.41: Courbes de température d'une puce silicium lors du profil de mission routier</i>	66
<i>Fig.42: Courbes de température d'une puce silicium et courant dans une phase lors du profil de mission routier.....</i>	67
<i>Fig.43: Cycle thermique de puce silicium IGBT lors du fonctionnement du convertisseur de traction</i>	68
<i>Fig.44: Distributions de la température d'une puce IGBT sur le profil routier de référence Renault</i>	73
<i>Fig.45: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de puce IGBT.</i>	74

Fig.46: Distributions de la température de la semelle sous une puce IGBT sur le profil routier de référence Renault.....	74
Fig.47: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de semelle IGBT.....	75
Fig.48: Distributions de la température d'une puce IGBT sur le profil routier de référence Renault	76
Fig.49: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de puce IGBT.	76
Fig.50: Distributions de la température de la semelle sur une puce IGBT durant le profil routier de référence Renault	76
Fig.51: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de semelle IGBT.....	76
Fig.52: Distributions de la température d'une puce IGBT sur le profil routier de référence Renault	77
Fig.53: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de puce IGBT.	77
Fig.54: Distributions de la température de la semelle sous une puce IGBT sur le profil routier de référence Renault.....	78
Fig.55: Pourcentage de chaque classe de distribution de température par rapport au nombre total de variations pour la température de semelle IGBT.....	78
Fig.56: Représentation originale et simplifiée des contraintes générées par le profil de température de référence Renault pour les puces IGBT (1 mesure/3s).	79
Tab.8: Informations déduites des phases du profil ARTEMIS.....	81
Fig.57: Distribution de la température de jonction IGBT et de semelle sur le profil ARTEMIS, pour 5000h de fonctionnement.....	82
Fig.58: Graphique des contraintes générées sur le profil ARTEMIS pour les températures de jonction et de semelle, pour 5000h de fonctionnement.	82
Fig.59: Distribution de la température de jonction IGBT et de semelle sur le profil NMVEG, pour 5000h de fonctionnement.....	83
Fig.60: Graphique des contraintes générées sur le profil NMVEG pour les températures de jonction et de semelle, pour 5000h de fonctionnement	84
Tab.9: Nombre de cycles avant défaillances tirées d'une courbe de fiabilité de référence pour la traction.....	85
Tab.10: Conditions de cyclages pour les essais de vieillissement.....	87
Fig.61: Courbes de caractérisation électrique d'un module IGBT de type A.....	88
Fig.62: Courbes de mesure de courant de fuite collecteur-émetteur sous tension nominale et à deux niveaux de température pour un module de type C.....	89
Fig.63: Détail de la microscopie acoustique des brasures d'un module IGBT et résultats d'analyse	90
Fig.64: Représentation des surfaces du module et du refroidisseur et résultats d'analyse de leur planéité.....	91

Fig.65: Evolution de la résistance thermique R_{th} au cours de la durée du cyclage pour un module de type A	93
Fig.66: Evolution de la chute de tension $V_{ce_{cor}}$ au cours de la durée du cyclage pour un module de type A	94
Tab.11: Tableau récapitulatif de tous les essais de power cycling test réalisés sur les modules de puissance de type A, B, C.....	96
Fig.67: Résultats du power cycling test effectué sur les modules IGBT pour du cyclage court et courbe d'Arrhenius résultante.....	98
Fig.68: Résultats du power cycling test effectué sur les modules IGBT pour du cyclage long et courbe d'Arrhenius résultante	99
Fig.69: Graphiques des contraintes appliquées aux résultats de cyclage des modules de puissance	100
Fig.70: Nombre d'heures avant défaillance des modules IGBT pour du cyclage long et court et correspondance avec deux droites rectilignes	101
Fig.71: Corrélation graphique entre la courbe de résultat du Power Cycling Test et la distribution de température de T_j pour le profil de référence Renault	103
Fig.72: Corrélation graphique entre la courbe de résultat du Power Cycling Test et la distribution de température de T_c pour le profil de référence Renault	103
Tab.12: Résultats numériques du nombre de cycles N_{DC} pour chaque profil de mission et comparaison avec la courbe tirée du Power Cycling Test.....	104

Chapitre III

Tab.13: Caractéristiques technologiques des modules de puissance étudiés.....	109
Tab.14: Paramètres physiques des matériaux de l'empilement des modules IGBT étudiés..	110
Fig.73: Schéma de diffusion de la chaleur dans les couches du module.....	110
Fig.74: Détermination de la largeur du cône de dissipation.....	111
Fig.75: Modélisation thermique de l'empilement des couches du composant IGBT	112
Fig.76: Modélisation thermique de la graisse et du refroidisseur	112
Fig.77: Courbes constructeurs $I_c=f(V_{ce})$ et droites approximées	113
Fig.78: Comparaison entre résultats de simulation et expérimentation pour un essai en régime dynamique	114
Tab.15: Températures et écart relevés entre l'expérimentation et la simulation à la fin du premier cycle en mode dynamique	114
Fig.79: Comparaison entre résultats de simulation et expérimentation pour un essai en régime statique	115
Tab.16: Valeurs des résistances thermiques mesurées et calculées	115
Fig.80: Convertisseur intégré ouvert.....	117
Fig.81: Détail d'un bras de l'onduleur et son circuit électrique correspondant	117
Tab.17: Epaisseurs et propriétés physiques des matériaux de l'échantillon prélevé.....	118

Fig.82: Photo et schéma du module avec son refroidisseur.....	119
Fig.83: Résultats de simulation 3D, en dynamique, du comportement thermique du convertisseur multichip soumis à une puissance de 1 W sur une puce et avec $T_{ref}=0^{\circ}C$	123
Fig.84: Valeurs statiques des températures aux interfaces des couches et à la verticale des puces du convertisseur intégré lorsqu'on applique 1W et que $T_{ref}=0^{\circ}C$	124
Fig.85: Convertisseur intégré, instrumenté avec thermomètre à fibres optiques pour suivre l'évolution de température des puces silicium.....	125
Fig.86: Mesures expérimentales des températures et de la puissance, réalisées sur banc d'essais.....	126
Fig.87: Détermination des impédances thermiques d'après les mesures expérimentales des températures et de la puissance, réalisées sur banc d'essais.....	127
Fig.88: Résultats et corrélation entre calculs numériques et essais expérimentaux pour des impédances propres et mutuelles.....	128
Fig.89: Affectations des expressions des impédances propres et mutuelles aux éléments de la matrice impédance.....	129
Fig.90: Schéma synoptique du modèle thermique réduit.....	129
Fig.91: Mesures de la chute directe de tension des puces IGBT et Diode du convertisseur intégré.....	130
Fig.92: Valeurs des pertes par conduction dans les puces IGBT et Diode du convertisseur intégré.....	131
Fig.93: Courbes de commutation ON et OFF d'une puce IGBT pour une tension de 220V et un courant de 150A.....	131
Fig.94: Valeurs des pertes par commutation dans les puces IGBT et Diode du convertisseur intégré pour une fréquence d'1kHz.....	132
Fig.95: Schéma synoptique du modèle électrothermique.....	133
Fig.96: Comparaison des résultats de simulation et d'expérimentation pour 2 puces dissipatrices.....	134
Fig.97: Simulation du fonctionnement de l'onduleur en conditions réelles.....	135
Fig.98: Evolution des températures des puces #1 (IGBT) et #7 (diode) pour un temps de simulation long (20s).....	135
Fig.99: Courants et températures dans une puce IGBT et diode, durant deux périodes de F_{out} (20Hz).....	136
Fig.100: Températures des 6 puces IGBT, mettant en évidence la prise en compte de l'emplacement des puces dans le module.....	137
Fig.101: Convertisseur intégré utilisé pour la validation du modèle électrothermique.....	138
Fig.102: Détail de la mesure thermique de la semelle par thermocouple et photo du montage.....	139
Fig.103: Schéma du banc de la chaîne de traction électrique utilisé pour les essais expérimentaux.....	140

Fig.104: Représentation du couple et de la vitesse de rotation moteur, relevés durant l'essai expérimental sur banc 140

Fig.105: Allure du courant de la phase 1 du moteur à reluctance variable (début du profil NMVEG)..... 141

Fig.106: Comparaison entre les températures simulées et calculées de jonction et de case pour une puce IGBT (moitié du profil NMVEG)..... 142

Fig.107: Comparaison entre les températures simulées et calculées de jonction et de case pour une puce diode (moitié du profil NMVEG)..... 143

Contribution à l'identification et à l'évaluation des contraintes de fatigue thermique des convertisseurs intégrés pour la traction électrique

Résumé

Dans le cadre d'une étude de fiabilité menée sur des composants d'électronique de puissance destinés à la traction électrique, l'identification puis l'estimation des contraintes thermiques générées durant le fonctionnement sont très importantes. En effet, avec leur répétition au cours du temps, ces dernières induisent une fatigue thermique, dont la conséquence est une dégradation matérielle du composant. Ce phénomène conduit à une évolution des caractéristiques électriques et thermiques des modules de puissance et figure comme une des causes majeures de défaillances répertoriées pour la traction électrique où les contraintes de cyclage thermique sont sévères.

Après avoir fait un état de l'art des composants utilisés dans la traction électrique et avoir posé les bases théoriques nécessaires à la compréhension et à la résolution de la problématique posée, nous nous sommes attachés à estimer la durée de vie de modules de puissances IGBT utilisés dans un véhicule hybride automobile. Ainsi, après un relevé, par une instrumentation originale avec fibres optiques, des températures de puces sur un véhicule en fonctionnement dans un trafic urbain, puis une identification des cycles thermiques par une méthode statistique de distribution de la température, nous avons mené des essais de cyclage thermique actif accéléré dans le but d'estimer la durée de vie de ces modules sous divers niveaux de contraintes. Enfin, grâce à une corrélation de ces deux essais, nous avons pu estimer la résistance que présentaient ces modules face à la répétition des contraintes thermiques générées et conforter ainsi le constructeur automobile dans son exigence de durée de vie. Finalement, nous nous sommes focalisés sur l'estimation des contraintes thermiques générées, dans un premier temps, dans les modules DUAL, à l'aide d'un modèle RC unidimensionnel. Puis dans un deuxième temps, avec l'utilisation d'un modèle mettant en évidence les interactions thermiques entre les puces, nous nous sommes confrontés au cas des convertisseurs intégrés multichip. Dans cette dernière étude, le modèle a été validé expérimentalement sur une chaîne de traction hybride et nous a permis d'obtenir les contraintes thermiques générées en conditions réelles de fonctionnement sur un profil de mission routier européen normalisé. Finalement, grâce à cette étude, nous avons montré l'éventail des possibilités offertes par cet outil dans la surveillance et la prédiction des contraintes thermiques générées durant le fonctionnement de convertisseurs de puissance intégrés.

Contribution to the identification and estimation of the thermal fatigue constraints on integrated power converters for electrical traction

Abstract

In the field of a reliability study on power electronic components dedicated to electrical traction, the identification then estimation of the thermal constraints generated during operation are very important. Indeed, with their repetition over the time, they induce a thermal fatigue, which consequence is the material damage of the component. This phenomenon leads to an evolution of the electrical and thermal characteristics of the power modules and appear as one of the major causes of failure listed for electrical traction where thermal cycling constraints are severe.

After done a state of the art of the components used in the electrical traction and formulate the theoretical basis required for the comprehension and the resolution of the problematic, we focused to estimate the IGBT power module lifetime used in an automotive hybrid vehicle. Thus, after a recording, with an original method with optical fibres, the chips temperature on a vehicle in operation in an urban traffic, then an identification of thermal cycles with a statistical method of the temperature distribution, we have done some power cycling tests with the intention of estimate the module lifetime under different constraint levels. Finally, with a correlation of these two tests, we've been able to estimate the strong presented by these modules versus the repetitive of the thermal constraints generated and reinforce the automotive manufacturers in their request of the lifetime.

Finally, we have focused on the estimation of the thermal constraints generated, first, in DUAL module, with an unidimensional RC model. Then, with the use of a model taking into account the thermal interactions between chips, we have looked the case of the multichip integrated converters. In this last study, the model has been validated experimentally on a hybrid traction line and allows us to obtain thermal constraints generated in real operation conditions on a normalised European road mission profile. Finally, with this study, we have shown the possibilities of this tool in the supervision and prediction of the thermal constraints during operation of the integrated power converters.