



**HAL**  
open science

# Mise en oeuvre de protocoles de vieillissement accélérés dédiés à l'étude de composants de puissance à semi-conducteur type "IGBT" en régime de cyclage actif

Amgad Rashed

## ► To cite this version:

Amgad Rashed. Mise en oeuvre de protocoles de vieillissement accélérés dédiés à l'étude de composants de puissance à semi-conducteur type "IGBT" en régime de cyclage actif. Matériaux. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2014. Français. NNT : 2014MON20153 . tel-01726623

**HAL Id: tel-01726623**

**<https://theses.hal.science/tel-01726623>**

Submitted on 8 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.

# THÈSE

Pour obtenir le grade de  
**Docteur**

**Délivré par UNIVERSITE MONTPELLIER 2**

**Préparée au sein de l'école doctorale I2S  
Information, Structures, Systèmes  
Et de l'unité de recherche UMR UM2-5214 IES  
Institut d'Electronique du Sud**

**Spécialité : Electronique**

**Présentée par Amgad RASHED**

**Mise en œuvre de protocoles de  
vieillessement accélérés dédiés à l'étude de  
composants de puissance à semi-  
conducteur type "IGBT" en régime de  
cyclage actif**

Soutenue le 12/12/2014 devant le jury composé de

Mr. Serge BONTEMPS	Ingénieur	Société MICROSEMI	Examineur
Mr. André CHRYSOCHOOS	Professeur	LMGC Montpellier 2	Examineur
Mr. François FOREST	Professeur	IES Montpellier 2	Directeur de thèse
Mr. Jean-Jacques HUSELSTEIN	Maitre de conférences	IES Montpellier 2	Co-Encadrant de thèse
Mr. Zoubir KHATIR	Directeur de recherche	IFSTTAR	Rapporteur
Mr. Stéphane LEFEBVRE	Professeur	ENS Cachan	Président
Mr. Thierry MEYNARD	Directeur de recherche	LAPLACE	Rapporteur



# Résumé

Les transistors IGBT sont les composants semi-conducteurs de puissance les plus couramment utilisés dans les fonctions de l'électronique de puissance. Ils sont fréquemment assemblés dans des modules contenant plusieurs puces et réalisant l'interconnexion à la fois électrique et thermique avec l'environnement. Dans de nombreuses applications, ces modules sont soumis à un cyclage thermique actif généré par les variations du régime de fonctionnement du système. Ceci est à l'origine de différentes dégradations d'origine thermomécaniques pouvant mener à la défaillance. Les tests de vieillissement sont l'un des moyens permettant de mieux comprendre les mécanismes de dégradations en imposant des conditions de stress connues mais également de construire des modèles de fiabilité comportementaux utiles dans l'estimation de durée de vie des systèmes.

Le présent travail décrit la mise en œuvre d'une méthode de test originale destinée à des modules IGBT de la gamme 600V-200A et basée sur l'utilisation d'onduleurs fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion. Elle exploite la variation de température de jonction provoquée par cette modulation pour générer un cyclage thermique d'une fréquence très supérieure (2Hz à 10Hz) à celles habituellement utilisées pour ce type de test. Ceci permet de réduire considérablement la durée de ces tests et d'accéder à des gammes basses de l'amplitude des cycles thermiques.

Les essais de vieillissement imposent de suivre l'évolution de paramètres indicateurs afin d'estimer régulièrement l'état des composants testés et d'appliquer des conditions d'arrêt. Le paramètre utilisé dans le présent travail est la tension  $V_{CE}$  des IGBT, qui est un bon révélateur de l'état des fils de bonding, maillons faibles de ces modules. En complément du développement de la méthode de cyclage proprement-dite, un dispositif de suivi automatique du paramètre  $V_{CEsat}$  a été développé afin de limiter la durée des phases de caractérisations correspondantes. Ce dispositif permet également de mesurer la température de jonction de façon indirecte et de reconstruire le profil de température dynamique pendant le cyclage.

Cet ensemble a permis d'obtenir des résultats exploitables sur une trentaine d'échantillons avec des amplitudes de cycle comprises entre 30°C et 50°C. Ils mettent en évidence un seul type de dégradation, la fissuration des attaches entre les fils de bonding et la métallisation d'émetteur avec, dans certains cas, le décollement complet du fil (lift-off). Des essais à différentes fréquences de cyclage pour la même amplitude ont été réalisés sur un groupe de ces échantillons. Si le nombre d'échantillons consacrés à comparaison n'est pas encore réellement suffisant, les résultats obtenus sont similaires et semblent donc démontrer que la fréquence de test n'impacte pas le mode de vieillissement dans la gamme de température étudiée. Cette observation est une première validation de la pertinence de la méthode proposée qui permet de réduire d'un facteur cinq à dix les durées de test.

# Abstract

IGBT transistors are the most used power semiconductor devices in power electronics and are often integrated in power modules to constitute basic switching functions. In various applications, IGBT power modules suffer thermal cycling (or power cycling) due to variations of operating conditions. This power cycling induces thermo mechanical stress that can lead to damages and then, to failures. Ageing tests are a means to identify and analyze the degradation mechanisms due to power cycling by imposing calibrated test conditions. In addition, their results can be used to establish empiric lifetime models that are useful for power converter designers.

The present work describes the implementation of an ageing test method dedicated to IGBT modules operating in the 600V-200A range. This method takes advantage of particular operating conditions generated by pulse width modulation inverters in which the IGBT modules to be tested are introduced. The modulation induces a variation of IGBT die temperature, i.e. a power cycling, of which the frequency is significantly higher (2Hz to 10Hz) than the operating frequencies of classical test systems. By using this technique, the test length is reduced while low values of thermal amplitude can be reached.

Throughout the ageing tests, the monitoring of ageing indicators is required to evaluate the sample health and to stop the operation when predefined conditions are reached. In the present work, the ageing indicator is the on-state voltage  $V_{CE}$  across the IGBT device that is relevant in regard with wire bond degradations. Therefore, as a complement of the fast test method, an automated  $V_{CE}$  monitoring system has been developed in order to fully take benefit of the high test-speed. In addition, this system is able to measure the junction temperature and to provide the temperature profile during the power cycling.

This test bench has made possible the ageing process of three dozen of samples by applying thermal swing amplitudes in the 30°C-50°C range, which is not reachable with classical test benches operating in low frequency because of the unacceptable test length. The results show that only one kind of damage is generated by the present test conditions, i.e. the degradation of attaches between the emitter metallization and the wire bonds. In many case, complete lift-off have been observed. Some samples have been used to evaluate the influence of thermal swing frequency on the results. The latter are unchanged when the frequency varies between 2Hz and 0.2Hz, therefore it is a first validation of the fast test relevance.



# Table des matières

INTRODUCTION GENERALE .....	1
1. RAPPELS SUR LES MODES DE DÉFAILLANCE DES MODULES À IGBT ET MOYENS DE TEST À L'ORIGINE DU TRAVAIL .....	3
1.1 Modules de Puissance IGBT – Constituants .....	4
1.1.1 Structure générale.....	5
1.1.2 Les puces de puissance IGBT .....	5
1.1.3 Les brasures.....	8
1.1.4 Le substrat DBC .....	9
1.1.5 La semelle .....	10
1.1.6 Les connexions en face supérieure .....	10
1.1.7 Le gel silicone .....	12
1.2 Modes de défaillances en cyclage thermique actif.....	13
1.2.1 Dégradation de la métallisation de la puce .....	15
1.2.2 Dégradation et décollement des fils de bonding .....	16
1.3 Acquis de l'équipe sur les tests de vieillissement par cyclage actif .....	18
1.3.1 Banc de vieillissement par cyclage actif.....	19
1.3.2 Principe du Cyclage thermique actif utilisé.....	22
1.3.3 Procédure de test .....	24
1.3.4 Brève présentation des résultats obtenus dans les précédentes études.....	26
1.3.5 Limitations .....	27
2. VIEILLISSEMENT PAR CYCLAGE ACTIF RAPIDE ET MISE À JOUR DU BANC DE TEST EN VUE D'INTEGRER LE SYSTEME DE CARACTERISATION AUTOMATIQUE .....	29
2.1 Préambule .....	30
2.2 Cyclage rapide .....	32
2.2.1 Calcul des pertes dans une puce IGBT .....	33
2.2.2 Cyclage par modulation de courant .....	38
2.3 Mise en place du cyclage rapide .....	43
2.4 Caractérisation et mesures automatiques.....	45
2.4.1 Principe de la caractérisation automatique.....	46
2.4.2 Mesure dynamique indirecte de la température de jonction pendant le cyclage .....	52

2.4.3	Chaîne de mesure et d'acquisition.....	54
2.5	Validation expérimentale .....	60
2.5.1	Caractérisation $V_{CE}$ (100A, 125°C) .....	60
2.5.2	Mesure dynamique indirecte de température .....	66
2.6	Discussion sur la mesure de température via $V_{CE}^{\circ}$ .....	70
2.7	Bilan.....	73
2.7.1	Nouveau banc de test amélioré .....	73
2.7.2	Fonctionnalités et performances du nouveau banc de mesure .....	74
3.	RESULTATS EXPERIMENTAUX ISSUS DES TESTS DE VIEILLISSEMENT PAR CYCLAGE ACTIF ET ANALYSE DES MODES DE DEFAILLANCE .....	77
3.1	Préambule .....	78
3.2	Déroulement des tests .....	79
3.2.1	Protocoles en cyclage rapide (2Hz) .....	82
3.2.2	Protocole en cyclage lent : $T_{réf} = 80^{\circ}C$ , $\Delta T_J = 52^{\circ}C$ ( $T_P = 5.5s$ ) .....	86
3.2.3	Protocole en cyclage alterné (mixte) 2Hz – 5Hz ( $\hat{I}_{Lc} = 200A$ , $F_d = 13kHz$ ) ....	87
3.3	Bilan des tests de vieillissement.....	89
3.3.1	Rappel des résultats précédents .....	89
3.3.2	Positionnement des résultats de ce travail.....	91
3.3.3	Analyse des modes de dégradation .....	92
4.	MODELISATION THERMOMECHANIQUE DE LA FACE SUPERIEURE D'UN MODULE DE PUISSANCE SOUMIS A UN CYCLAGE ACTIF .....	101
4.1	Préambule .....	102
4.2	Modélisation thermique .....	103
4.2.1	Principe.....	103
4.2.2	Modélisation EF thermique d'un module de puissance .....	105
4.3	Modélisation thermomécanique .....	109
4.3.1	Notions en mécanique des milieux continus .....	109
4.3.2	Modélisation EF thermomécanique de la face supérieur d'un module de puissance.....	116
	Conclusion partielle sur cette modélisation par EF.....	121
	CONCLUSION GENERALE .....	123
	BIBLIOBRAGHIE.....	131

# INTRODUCTION GENERALE

Les composants de puissance à semi-conducteurs sont des éléments-clés de la structure d'un convertisseur et leur fiabilité conditionne largement celle du système. Dans le cas des applications de traction électrique, qui constituent le cadre du présent travail, le cyclage thermique, passif ou actif, est l'une des principales contraintes pouvant conduire à une dégradation de ces composants. Le centre d'intérêt de cette thèse est le cyclage thermique actif généré par l'auto-échauffement des composants qui varie au rythme des fluctuations du régime de fonctionnement. De telles fluctuations sont typiquement rencontrées au cours du déplacement d'un véhicule électrique ou hybride.

Les composants utilisés dans ce contexte sont, la plupart du temps, intégrés dans des modules pour constituer des fonctions élémentaires de conversion. L'assemblage multicouches propre à ces modules, comme la structure de leur système d'interconnexion, les rend particulièrement sensibles au cyclage thermique. En effet, les différentes couches de l'assemblage ne possèdent pas les mêmes propriétés thermomécaniques, ce qui induit de fortes contraintes dans la structure. Dans ces conditions, leur fiabilité est directement liée à la fatigue thermomécanique. L'un des moyens nécessaires à l'analyse des mécanismes de dégradations et à la construction de modèles de durée de vie est la réalisation de tests de vieillissement. Contrairement aux tests pratiqués couramment, dans lesquels l'échauffement des modules de puissance est obtenu par la simple injection d'un courant continu, l'IES (Institut d'Electronique du Sud) a développé des bancs permettant de faire fonctionner les modules de puissance à IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) dans des conditions réalistes en introduisant des onduleur à modulation de largeur d'impulsions dans le circuit de test.

Le travail décrit dans la suite de ce document a été effectué dans le cadre du projet ANR FIDEA. Dans la définition initiale du programme, il devait permettre d'atteindre deux objectifs principaux. Le premier était une "mise à jour" majeure des bancs de test existants pour réduire à la fois la durée des tests et les amplitudes de cycles, grâce à l'application d'une méthode de cyclage rapide et au développement d'un système de suivi automatique de l'indicateur de vieillissement  $V_{CEsat}$ . Le second objectif était d'utiliser ces bancs "refondus" pour mettre en œuvre des essais de vieillissement complexes avec des variations de paramètres s'approchant de profils de mission réalistes.

Si ces deux objectifs n'ont pas été complètement atteints, une part importante du travail correspondant a néanmoins été effectuée et sera donc décrite dans ce mémoire selon l'organisation suivante :

– Le chapitre 1 dresse un rapide état de l'art sur les modules de puissance et rappelle quelques considérations de base sur la problématique de fiabilité qui y est attachée. La

structure et le principe de fonctionnement des bancs de vieillissement développés au sein de l'IES y sont ensuite rappelés.

– Le chapitre 2 présente l'ensemble des modifications effectuées sur le banc, en particulier le développement d'un système de mesure automatique permettant le monitoring des modules de puissance en temps réel. Le principe permettant d'obtenir un cyclage thermique rapide conformément au premier objectif y est également décrit en détail. Nous verrons qu'il exploite les variations de température induites par la modulation d'un courant sinusoïdal dans la charge des onduleurs.

– Le chapitre 3 dresse le bilan de l'ensemble des résultats obtenus sur près de 30 modules IGBT dans des conditions de test variées tant en amplitude qu'en fréquence, incluant le cas particulier de la composition de cycles d'amplitudes distinctes. Il propose ensuite une analyse de ces résultats en les mettant en perspective de ceux présentés dans des travaux précédents, notamment ceux de V. SMET [Smet 10].

– Le chapitre 4 propose une première approche de modélisation thermomécanique des fils de bonding et de leur attache sur la métallisation. Cette action trouve son origine dans les questions soulevées par la comparaison des résultats obtenus avec le mode de cyclage (rapide) et le mode de cyclage lent utilisé dans les travaux antérieurs.

## **CHAPITRE I**

# **RAPPELS SUR LES MODES DE DÉFAILLANCE DES MODULES À IGBT ET MOYENS DE TEST À L'ORIGINE DU TRAVAIL**

## 1.1 Modules de Puissance IGBT – Constituants

Depuis leur invention dans les années 1990s, les modules de puissance IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor) ont pris une place prépondérante dans le domaine de l'électronique de puissance en moyenne et forte haute puissance. Pour couvrir au mieux les besoins technologiques, des progrès significatifs ont été réalisés sur la technologie et le calibre de ces modules de puissance. De nos jours, ils couvrent une gamme très large d'application, avec une tenue en tension variant entre 400 et 6500V et des courants pouvant aller jusqu'à 1200A.

Quel que soit la puissance admissible par les modules de puissance et le nombre de puces IGBTs qu'ils contiennent, leur assemblage est souvent réalisé de la même manière. D'une manière générale, les modules de puissance sont conçus pour intégrer plusieurs puces IGBTs/diodes sur le même substrat. Les assemblages les plus classiques sont le bras d'onduleur (Figure 1-1d), l'onduleur triphasé ou encore les interrupteurs de fortes puissance réalisés par mise en parallèle de nombreuses puces (Figure 1-1e).



Figure 1-1– Différentes formes de modules de puissance

### 1.1.1 Structure générale

La structure typique d'un module de puissance contient un empilement de différentes couches dont la face supérieure reçoit plusieurs puces à semi-conducteurs. Cet empilement, où cohabitent divers matériaux, est rendu nécessaire par le besoin d'isolation électrique (vis-à-vis de la semelle) et d'interconnexion de ces puces. Il en résulte une interface thermique supplémentaire entre les puces et les échangeurs, dont l'impact doit être minimisé. La conductivité thermique est donc un paramètre essentiel dans le choix des différents matériaux.

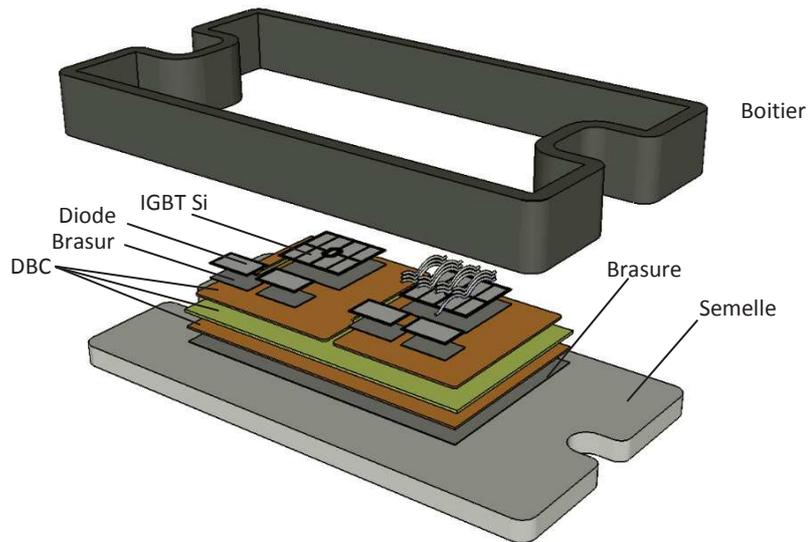


Figure 1-2 – Assemblage d'un module de puissance

Cet empilement est principalement constitué d'un substrat DBC "Direct Bonded Copper", formé d'une plaquette de céramique recouverte de feuilles de cuivre sur ses deux faces. Ce DBC est brasé sur la semelle par sa face inférieure. Les puces semi-conductrices sont ensuite brasées sur sa face supérieure. La prise de contacts sur ces puces se fait généralement par des fils de bonding, ce qui nécessite une métallisation de leur face supérieure, pour des raisons de compatibilité. La dernière étape de production est le report d'un boîtier plastique sur la semelle dans lequel est coulé un gel silicone de passivation.

### 1.1.2 Les puces de puissance IGBT

Les puces IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) sont les éléments actifs des modules étudiés. Leur épaisseur varie entre quelques dizaines et quelques centaines de micromètres (fonction du calibre en tension et de la technologie). Elles sont recouvertes d'une couche de métallisation sur la face supérieure pour recevoir les connexions électriques. Les techniques les plus couramment utilisées pour déposer la couche de métallisation sont:

- Le dépôt d'aluminium ou de nickel par évaporation sous vide
- Le dépôt chimique d'or

- La Technique de frittage qui consiste à presser le métal contre le silicium à une température inférieure à la température de fusion du métal, de façon à créer une pénétration de ce métal dans le silicium [Vallon 03].

La structure IGBT proprement dite est constituée de quatre couches semi-conductrices différentes ( $P^+$ ,  $N^-$ ,  $P^+$ ,  $N^-$ ) créées sur le même cristal de silicium (Figure 1-3a). Ce transistor associe deux technologies différentes (bipolaire et MOS) afin d'obtenir leurs avantages tout en réduisant leurs inconvénients. Il est possible, à partir de la structure interne d'un IGBT, d'extraire un schéma équivalent [Baliga 87]. Celui-ci fait apparaître un transistor MOSFET à canal N, deux transistors bipolaires NPN et PNP et une résistance entre les zones  $N^+$  et  $P^+$  ainsi qu'une résistance de modulation ( $R_{mod}$ ) relative au comportement de la couche faiblement dopée  $N^-$ . Il est également possible de simplifier ce modèle en supprimant la résistance entre la zone  $N^+$  et  $P^+$ , et le transistor parasite  $N^+P^+N^-$ . Cette dernière simplification se justifie par le fait que beaucoup d'études sur la structure de l'IGBT ont permis de diminuer l'influence de ce transistor, limitant donc les risques de latch-up (amorçage du thyristor constitué des jonctions  $N^+P^+N^-$ ). Le schéma équivalent se ramène donc à un darlington MOS-Bipolaire PNP avec une résistance modulable  $R_{mod}$  qui doit tenir la tension à l'état bloqué et avoir une faible valeur à l'état passant. Ceci implique que la couche  $N^-$  (ou région de base) doit être faiblement dopée, épaisse et associée à une zone d'injection  $P^+$  pour réduire la chute de tension à l'état passant.

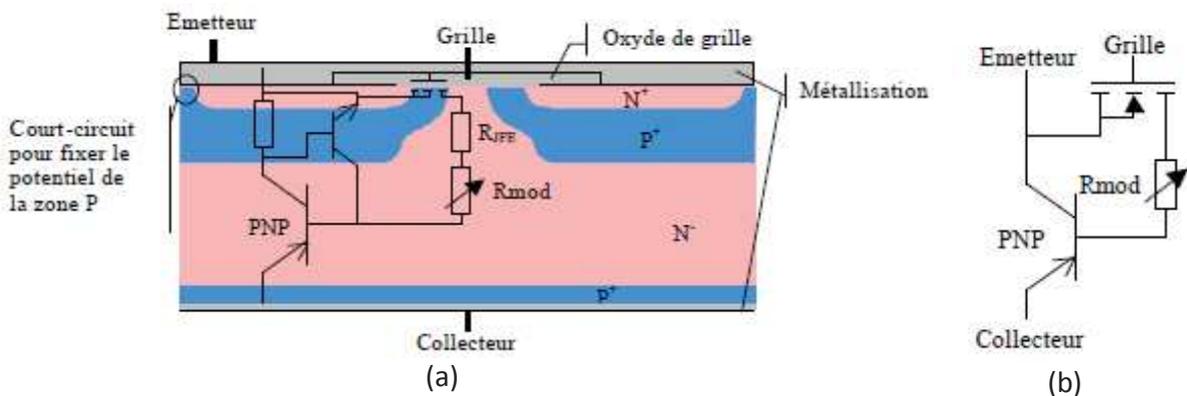


Figure 1-3– Transistor IGBT : (a) Structure (deux IGBT adjacents), (b) schéma équivalent [Vallon03]

Il est donc clair que les transistors IGBTs combinent les caractéristiques des MOS et des transistors bipolaires. Deux principales technologies sont utilisées pour chercher à optimiser le compromis entre les pertes en régime de commutation où le comportement MOS est privilégié et en régime de conduction où le comportement bipolaire est meilleur.

### 1.1.2.1 Transistor IGBT Non Punch Trough NPT

La structure d'un IGBT NPT est représentée sur la Figure 1-4a. Cette structure est constituée d'une zone  $N^-$  épaisse faiblement dopée. L'épaisseur de cette zone permet à la charge d'espace de s'étendre librement à l'état bloqué. Sa grande épaisseur fait que la zone de déplétion n'atteint jamais la région  $P^+$  d'anode, d'où l'origine de son appellation (Non

Punch Through). La structure NPT est destinée à des tensions de blocage supérieures à 1200V [Siemieniec97]. L'avantage principal de la structure NPT est qu'elle est technologiquement facile à réaliser et par conséquent moins coûteuse. En effet, les régions qui la composent sont réalisées par simples diffusions ou implantations sur un substrat  $N^-$ . La structure NPT permet en outre de supporter des tensions élevées en augmentant l'épaisseur du substrat  $N^-$  mais cela est toutefois pénalisant pour la chute de tension à l'état passant. La quantité de charges stockées dans la zone  $N^-$  lors de la conduction peut être contrôlée par l'efficacité d'injection des trous côté anode, cela peut se faire en agissant par exemple sur l'épaisseur ou le dopage de la région  $P^+$  d'anode [TAHER 11].

### 1.1.2.2 Transistor IGBT Punch Trough PT

La structure d'un IGBT PT est représentée sur la Figure 1-4b. Cette structure est une solution pour remédier au problème de la chute de tension élevée que présente la structure NPT. En effet, elle contient une couche d'épitaxie  $N^-$  plus fine qui lui permet de présenter une chute de tension plus faible que celle d'une structure NPT pour la même tenue en tension. Le substrat utilisé pour fabriquer un IGBT PT est de type  $P^+$  sur lequel on fait croître par épitaxie une couche  $N^+$  (couche tampon) puis la couche  $N^-$  de la base. La couche tampon  $N^+$  fait décroître rapidement le champ électrique en polarisation directe bloquée, ce qui permet d'avoir une bonne tenue en tension pour une base  $N^-$  fine. Elle fait perdre en revanche au composant son aptitude à supporter des tensions à l'état bloqué inverse (tension anode-cathode négative). Cette couche contribue à la réduction de la charge stockée dans la base  $N^-$  durant la conduction et également à l'extraire lors de l'ouverture de l'IGBT afin de permettre au composant de commuter plus rapidement. La couche tampon  $N^+$  réduit en revanche l'efficacité d'injection de la jonction ( $P^+$  d'anode/ $N^-$ ) ce qui conduit à une augmentation de la chute de tension à l'état passant. Toutefois, elle permet d'utiliser une base  $N^-$  plus fine que dans un IGBT NPT, ce qui permet d'améliorer la chute de tension [Hefner 87]. La structure PT est préférable pour des IGBTs dans des applications où la tenue en tension est inférieure à 1200 V. Au-delà, il est nécessaire de faire croître par épitaxie une région  $N^-$  épaisse, ce qui rend la réalisation difficile et coûteuse [Baliga 96].

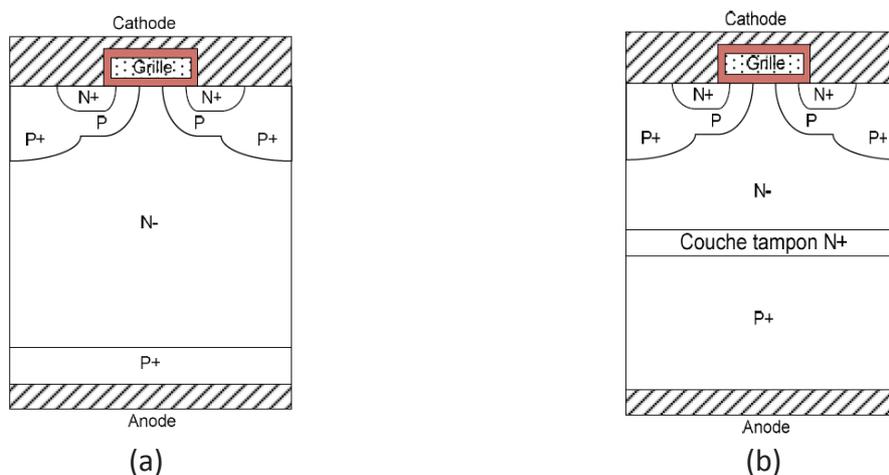


Figure 1-4 – Principales technologies d'IGBTs : (a) NPT, (b) PT [TAHIR 11]

Depuis l'apparition de la technologie NPT en 1982 et la technologie PT en 1985, plusieurs technologies ont été développées afin d'améliorer les caractéristiques des IGBT telles que les IGBT à champ limité FS (Field Stop) et les IGBT à grille tranchées (Trench-Gate). Le tableau 1-1 récapitule les principales différences entre les technologies PT, NPT et FS IGBT.

Technologie	PT	NPT	FS
Région P <sup>+</sup> d'anode	Fortement dopée, forte injection de trous dans la zone N <sup>-</sup>	Faiblement dopée, l'injection est contrôlée	Faiblement dopée, l'injection est contrôlée
Zone de base N <sup>-</sup>	Epitaxie (faible épaisseur)	Epaisseur moyenne	Epaisseur faible
Couche tampon N <sup>+</sup>	Fortement dopée : Permet de stopper le champ électrique et diminuer l'efficacité injection de trous	Sans couche additionnelle	Faiblement dopée : Pour stopper uniquement le champ électrique
Pertes en conduction	Faibles	Moyennes	Faibles
Pertes en commutation	Elevées	Moyennes	Faibles

Tableau 1-1 – Comparaison des structures PT, NPT et FS IGBT [Laska 00][Udrea 09]

### 1.1.3 Les brasures

Les brasures inférieures (DBC-semelle) et supérieures (DBC-puces) ont une épaisseur comprise entre quelques dizaines et quelques centaines de micromètres. Elles doivent assurer le maintien mécanique des éléments, la bonne circulation du flux de chaleur et une bonne qualité de contact électrique. En effet, la face inférieure des puces constitue l'une des deux électrodes principales. Le choix de ces brasures doit donc satisfaire à plusieurs critères :

- Une faible résistivité électrique
- Une bonne conductivité thermique pour évacuer la chaleur dissipée au sein des éléments actifs
- Une bonne tenue mécanique

La mise en œuvre du brasage est obtenue en déposant l'alliage de brasure entre les éléments à braser. L'ensemble est ensuite porté à une température supérieure à la température de fusion de l'alliage, suivant un profil contrôlé. Afin de limiter la présence des bulles d'air, cette opération est réalisée sous vide.

Les brasures utilisées en électronique de puissance étaient, jusqu'à un passé récent, des alliages à base d'Etain-Plomb. L'alliage Sn<sub>63</sub>Pb<sub>37</sub> était la brasure la plus utilisée dans les applications de l'électronique grâce à ses propriétés intéressantes (bonne mouillabilité, simplicité de mise en œuvre, faible cout, ...). La publication de la directive européenne ROHS<sup>1</sup> en 1998 a conduit à la suppression des alliages contenant du plomb [Poupon 05]. Différents travaux de recherches ont donc été menés afin de trouver des alliages de substitution ayant des caractéristiques aussi satisfaisantes, voir meilleurs que celles des

1. Restriction of the use Of certain Hazardous Substances in electrical and electric equipment

brasures au plomb. Le tableau 1-2 présente les propriétés physiques de quelques brasures sans plomb comparées aux deux alliages en plomb cités auparavant [Dupont 06, Menager 08].

Alliage	Température de fusion (°C)	Conductivité thermique (W / mK) @ T°	Résistivité électrique ( $\mu\Omega.c$ )	CTE $10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$
Sn <sub>63</sub> Pb <sub>37</sub>	183	51 (25°C)	14,9	25
Sn <sub>5</sub> Pb <sub>95</sub>	308	23 (85°C)	19,5	31,1
Au <sub>80</sub> Sn <sub>20</sub>	290	57	10 - 15	15,93
Sn <sub>96.5</sub> Ag <sub>3.5</sub>	221	33 (85°C)	12,3	18 - 22
Sn <sub>99.3</sub> Cu <sub>0.7</sub>	227	--	10 - 15	--
Sn <sub>95.5</sub> Ag <sub>4</sub> Cu <sub>0.5</sub>	217	5	1 - 1	23
Sn <sub>42</sub> Bi <sub>58</sub>	170	21 (85°C)	34,4	15

Tableau 1-2 – Propriété physique de certains alliages de brasure [Zhang 12]

### 1.1.4 Le substrat DBC

Comme il a déjà été évoqué, ce substrat formé d'un sandwich cuivre/céramique/cuivre a pour rôle :

- D'assurer l'isolation électrique entre la partie active du module (puces à semi-conducteurs) et la semelle.
- De permettre l'interconnexion de plusieurs puces par le biais des pistes en cuivre.

Sa présence augmente l'épaisseur de la zone d'échange thermique entre les puces et la semelle, ce qui dégrade par conséquent le transfert du flux thermique, il faut donc que la céramique intermédiaire ait une bonne conductivité thermique.

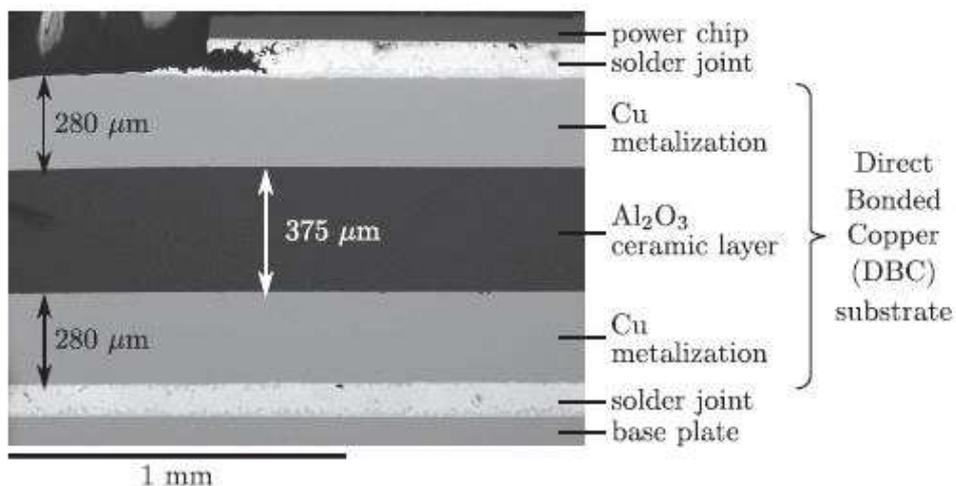


Figure 1-5 – Coupe transversale d'un substrat DBC [Smet 10]

Les principaux matériaux utilisés pour réaliser la couche isolante (céramique) sont l'alumine Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> ayant une conductivité thermique de 27 W/mK et le nitrure d'aluminium AlN qui présente une conductivité thermique de 180 W/mK.

### 1.1.5 La semelle

Nous avons vu que l'ensemble des éléments constituant le module reposent sur la semelle, celle-ci assure le maintien mécanique de l'assemblage du module sur le dissipateur thermique. Elle doit donc présenter de bonnes propriétés mécaniques (rigidité, faible poids, faible CTE, ...) et thermiques (grande conductivité thermique, faible capacité thermique, ...). Son épaisseur est de quelques millimètres. Le matériau le plus couramment utilisé pour la fabrication de la semelle est le cuivre qui présente l'inconvénient d'avoir un grand coefficient de dilatation thermique CTE comparé à celui du substrat céramique DBC. Cette différence de CTE engendre de fortes contraintes thermomécaniques et l'usage du cuivre devient alors critique pour les applications à cycles thermiques de grandes amplitudes [Occhionero 99 & al, Dup 06]. Pour y remédier, une couche compensatrice entre la semelle et le DBC peut être rajoutée. Celle-ci aura pour conséquence, l'inconvénient de rajouter une résistance thermique supplémentaire à la structure. L'autre solution est de remplacer le cuivre par d'autres matériaux composites à matrice métalliques (Metal Matrix Composite MMCs) tels que l'AlSiC, CuW et le CuMo. Ces matériaux possèdent un CTE plus faible que celui du cuivre, ce qui permet de réduire les contraintes thermomécaniques au niveau de l'interface Semelle-Substrat [Coquery 99, Thoben 01, Occhionero 02], cependant, leurs conductivités thermiques restent inférieures à celle du cuivre. Le tableau 1-3 donne les différentes propriétés physiques de certains matériaux composites destinés à remplacer le cuivre.

Matériau	CTE $10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$	Conductivité thermique (W / mK)	Densité volumique g / cm <sup>2</sup>
Cu	17,8	398	8,96
Al	23,6	238	2,7
SiC	2,7	200 - 270	3,2
AlN	4	170 - 200	3,3
AlO	6,5	20-30	3,98
AlSiC	6,9 - 9,89	150 - 180	3
CuW	6,5 - 8,3	180 - 200	15,7 - 17
CuMo	7 - 8	160 - 170	10

Tableau 1-3–Principaux matériaux utilisés pour la réalisation de la semelle [Fennessy 97]

### 1.1.6 Les connexions en face supérieure

#### 1.1.6.1 Les fils de bonding

L'utilisation des fils de bonding pour la prise de contacts sur la métallisation des puces IGBT reste la technique de connexion la plus répandue dans les modules, du fait de sa flexibilité et de la bonne maîtrise qu'en ont les assembleurs. Les fils de bonding utilisés dans les modules ont un diamètre compris entre 100 et 500 $\mu\text{m}$ , et sont généralement en aluminium. Pour diminuer les risques de corrosion de l'aluminium pur, celui-ci est associé dans des proportions de quelques ppm à d'autres alliages (nickel par exemple). De même, pour augmenter son durcissement, il est associé au Silicium ou au Magnésium. Pour éviter la

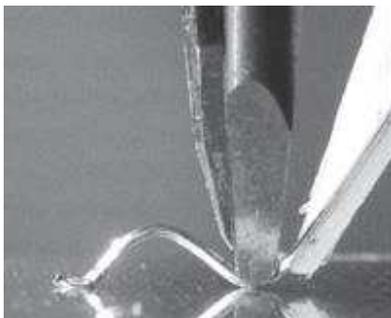
formation d'intermétalliques, il est préférable que la métallisation de la puce soit du même métal que les fils de connexions [Medjahed 12].



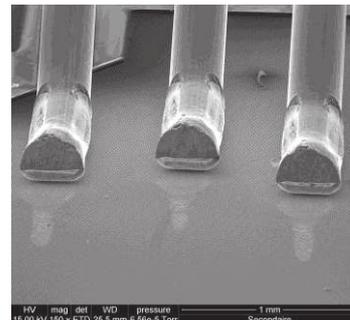
Figure 1-6 – Contacts par fils de bonding d'une puce IGBT

Les techniques de soudage les plus communes sont :

- Le Wedge Bonding : Cette technique consiste à amener le fil sur la métallisation de la puce par une aiguille avec un angle de 30° à 60°. La soudure entre le fil et la métallisation s'effectue en appliquant une force comprise entre 20 et 30 gf combinée à une vibration de l'ordre de 50 à 70 Kc/s [Vasseur 05]. Il s'agit donc d'une soudure à froid. L'énergie ultrasonique appliquée entraîne un ramollissement du fil semblable à l'effet obtenu par une élévation de température. Le fil est ensuite soulevé et dirigé vers le deuxième point de soudure en suivant un trajet particulier formant ainsi une boucle. Cette technique permet également de souder les rubans de bonding [cf. paragraphe 1.1.6.2].



(a) Wedge Bonding [TPT wire Bonder]



(b) Fils de bonding [IES-FID0]

Figure 1-7 – Wedge Bonding

- Le Ball bonding : Cette technique consiste à faire passer le fil de bonding à travers un capillaire creux chauffant entre 100°C et 200°C [Qin 02, Vasseur 05]. Cela fait fondre une petite partie du fil qui s'étend sous le capillaire et forme ainsi une boule. Une force est ensuite appliquée sur la boule de métal fondu afin de provoquer une déformation plastique autorisant ainsi l'interdiffusion atomique entre le fil et la métallisation de la puce [Anchendach 07, Wen 00]. L'outil capillaire est ensuite soulevé et positionné sur le deuxième point de soudure.



Figure 1-8 – Ball Bonding [K&S Micro-Swiss]

### 1.1.6.2 Rubans de bonding

Les fils de bonding peuvent être remplacés par des rubans. Les avantages apportés par cette technique de connexion sont :

- La densité de courant permise est plus importante
- La zone d'attache rubans-puce est a priori plus robuste en cyclage thermique
- Les rubans sont moins sensibles aux chocs et vibrations externes
- A haute fréquence, le faible rapport épaisseur/largeur des rubans permet de réduire l'inductance parasite et de limiter l'effet de peau [Harman 10]



Figure 1-9 – Contacts par rubans d'une puce IGBT

D'autres techniques d'interconnexions sont en cours de développement, telles que la connexion par billes (Solder Bump) et la connexion par nano et micro-poteaux. Ces techniques sont encore loin de la maturité industrielle [Fiedler 06, Luan 08, Nguyen 09].

### 1.1.7 Le gel silicone

Afin d'assurer la protection électrique et de renforcer la rigidité électrique du milieu ambiant autour des puces et des différentes métallisations, un gel silicone est utilisé pour l'encapsulation du module. Le gel silicone permet également de protéger l'ensemble du module des phénomènes d'oxydation et de l'humidité (risque d'effondrement de la rigidité diélectrique entre les différentes parties conductrices). De plus, il améliore la résistance des puces et des fils de bonding aux chocs et aux vibrations [Ronald 04]. Il joue également un

rôle important dans la tenue aux décharges partielles [Breit 02, Lebey 06]. La principale limitation du gel silicone pour les applications futures est sa tenue en température (200°C).

## 1.2 Modes de défaillances en cyclage thermique actif

Une synthèse effectuée (tests de durabilité) par Wolfgang et al basée sur 200 convertisseurs de puissance provenant de 80 fabricants conclut que les condensateurs sont les éléments les plus fragiles dans les convertisseurs de puissance, suivis par les circuits imprimés et les modules de puissance [Wolfgang 07]. Une autre étude menée par Yang et al basée sur un questionnaire destiné à 56 institutions spécialisées dans le domaine de l'électronique de puissance identifie les modules de puissance comme les éléments les plus fragiles d'un convertisseur [Yang 11].

Les distributions des sources de défaillances obtenues dans ces deux études sont représentées sur la Figure 1-10. Si ces résultats ne sont pas totalement convergents, ils confirment que les composants de puissance sont une cause de défaillance très significative.

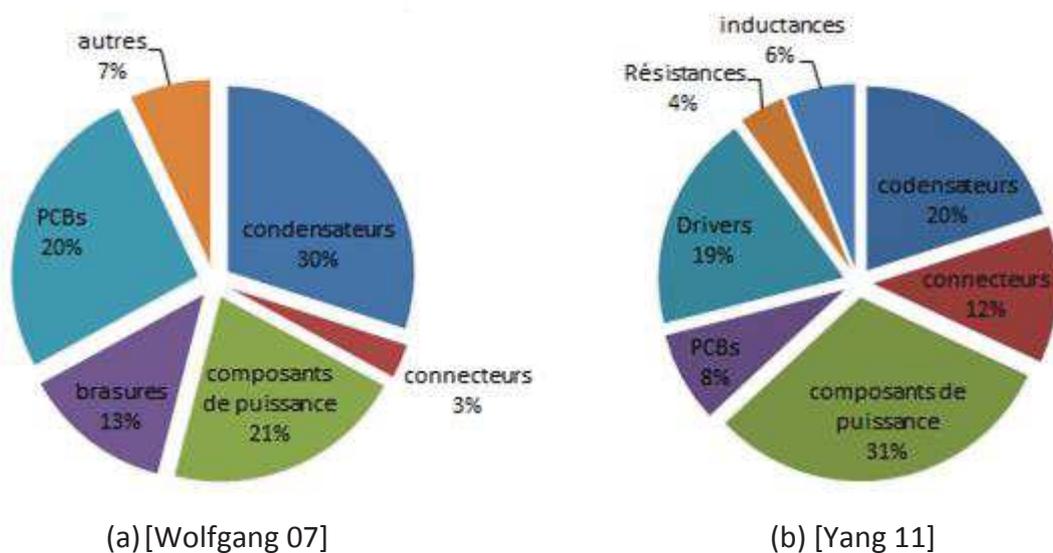


Figure 1-10 – Répartition des sources de défaillances dans un convertisseur statique

Parallèlement les contraintes à l'origine de la défaillance des modules varient selon les conditions de fonctionnement et l'environnement dans lesquels opèrent les composants de puissance. Selon une étude publiée par ZVEI (German Electrical and Electronic Manufacturers Association) [ZVEI 08], la distribution des causes de défaillance des composants de puissance est celle de la Figure 1-11.

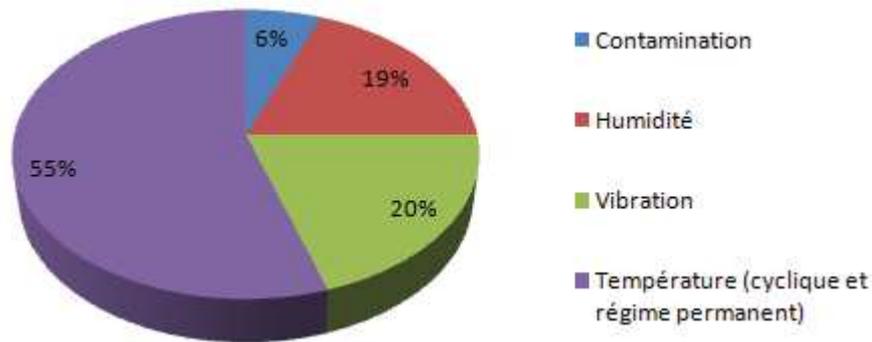


Figure 1-11 – Distribution des causes de défaillance

Elle indique clairement que les contraintes d'origine thermique représentent les sources de défaillance les plus significatives.

Nous avons vu qu'un module de puissance est un assemblage formé d'un empilement de couches (différents matériaux) auquel se rajoute la connectique supérieure. Du fait de cette structure hybride, différents modes de défaillances peuvent intervenir, dont certains sont dus aux défauts induits dans le composant dès lors sa fabrication, d'autres aux conditions de fonctionnement et à l'environnement du module. L'état de l'art montre que les mécanismes de défaillances sont majoritairement dus à la fatigue thermique sous l'effet des variations de températures induites par l'environnement (cyclage passif) ou par le fonctionnement lui-même (cyclage actif). En effet, les constituants du module ayant des CTEs différents [cf tableau 1-4], les variations de température engendrent de fortes contraintes thermomécaniques aux niveaux des interfaces [Thoben 01]. Les gradients de température dus aux différentes impédances thermiques des couches successives accentuent encore le niveau de ces contraintes interfaciales [Wu 95]. Les constantes thermiques de ces couches sont également très différentes, avec une augmentation progressive depuis les puces vers la semelle, si bien que les effets des variations de température diffèrent selon les zones observées. Les couches "basses", à plus forte constante de temps, seront surtout sensibles aux cyclages de période faible comme le cyclage passif. Inversement, les parties "hautes" pourront être sollicitées par des cycles à périodes beaucoup plus élevées comme celles rencontrées en cyclage actif.

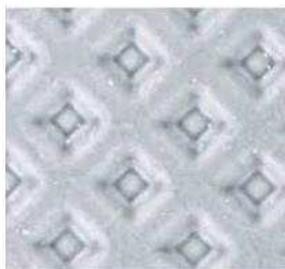
Le présent travail est focalisé sur les effets du cyclage actif et les méthodes de test correspondantes. De fait, les modes de défaillance associés concernent principalement les métallisations, les fils de bonding et leur interface avec la puce. Dans la suite, nous nous limiterons donc à ces parties.

Couche	Matériau	CTE [10 <sup>-6</sup> /°C]	Résistance thermique [K/W]	Capacité thermique [J/K]	Constante de temps [s]
Fil de bonding	Al	23,6	-	-	-
Métallisation	Al	23,6	-	-	-
Puce	Si	3	4,7 · 10 <sup>-3</sup>	1,13	5,33
Brasure	SnPb	25	2,19 · 10 <sup>-2</sup>	1,37	3
Substrat DCB	Cu	17,8	6,29 · 10 <sup>-3</sup>	1,07	6,75
	AlO / AlN	6,5 / 4	1,16 · 10 <sup>-1</sup>	1,41	1,63
	Cu	17,8	4,71 · 10 <sup>-3</sup>	1,43	6,75
Brasure	SnPb	25	1,31 · 10 <sup>-2</sup>	2,06	2,71
Semelle	Cu / AlSiC	17,8 / 6,5 - 8,3	2,83 · 10 <sup>-2</sup>	2,74	7,73

Tableau 1-4–Caractéristiques thermique des matériaux utilisés dans un assemblage de puissance

### 1.2.1 Dégradation de la métallisation de la puce

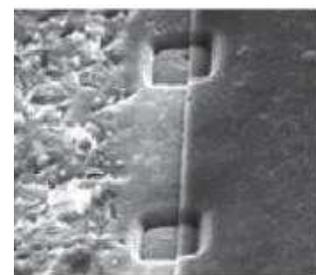
Lorsqu'un module est en régime de cyclage thermique, la métallisation, comme les autres constituants du module de puissance, subit des cycles de traction et de compression. La disparité des coefficients de dilatation thermique entre le silicium et la métallisation, ainsi que la rigidité du Silicium engendrent dans l'aluminium de la métallisation des contraintes pouvant dépasser sa limite d'élasticité. Dans ce cas de figure, la relaxation des contraintes peut provoquer le glissement des grains d'aluminium et conduire à la recristallisation de la métallisation [Ciappa 00, Ebrel 06]. En effet, à cycles répétés de contraintes, les atomes se déplacent par diffusion et se concentrent à la frontière du joint de grain. Ce phénomène peut amener à l'extrusion où à la cavitation des grains d'aluminium. Cette reconstruction de la métallisation conduit à la réduction de la surface active et entraîne une augmentation de la résistance superficielle de la métallisation [Lutz 08, Ciappa 02]. Ce mécanisme de dégradation peut être réduit en déposant une fine couche protectrice sur la métallisation (polyamide, nitrure de silicium, ...) [Cova 02, Hamidi 01]. La figure 1-12a-b montre l'état d'une métallisation avant et après vieillissement par cyclage thermique. L'effet de la passivation est présenté sur la figure 1-12c.



(a) Avant vieillissement



(b) après vieillissement  
[Smet 10]



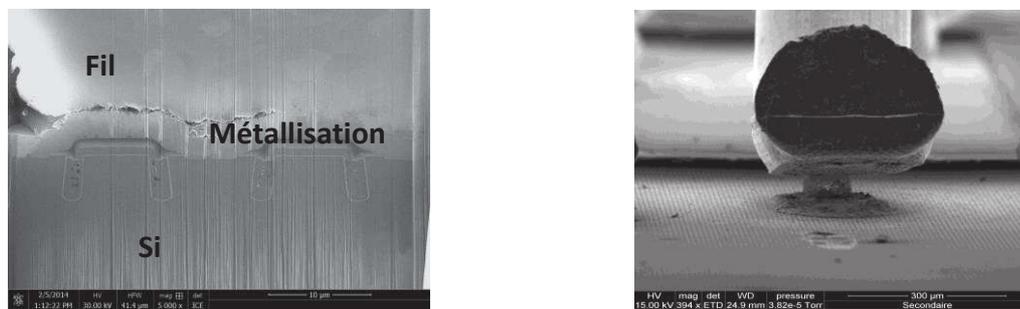
(c) effet de la passivation sur la  
métallisation [Ciappa 00]

Figure 1-12 – dégradation de la métallisation d'émetteur

## 1.2.2 Dégradation et décollement des fils de bonding

Le décollement des fils de bonding est l'un des principaux modes de défaillances observés dans les modules de puissance. Comme dans le cas précédent, du fait de différence de CTE entre l'aluminium et le silicium, le cyclage thermique induit de fortes contraintes thermomécaniques au niveau de l'interface Bonding-Puce. Cela conduit à une dégradation qui commence par l'apparition de fissures au niveau du contact avec la métallisation, fissures qui peuvent également être causées par un mauvais processus de soudage comme le montre la Figure 1.13a. Suite à l'effet cyclique des contraintes, ces fissures se propagent et peuvent conduire au décollement du fil.

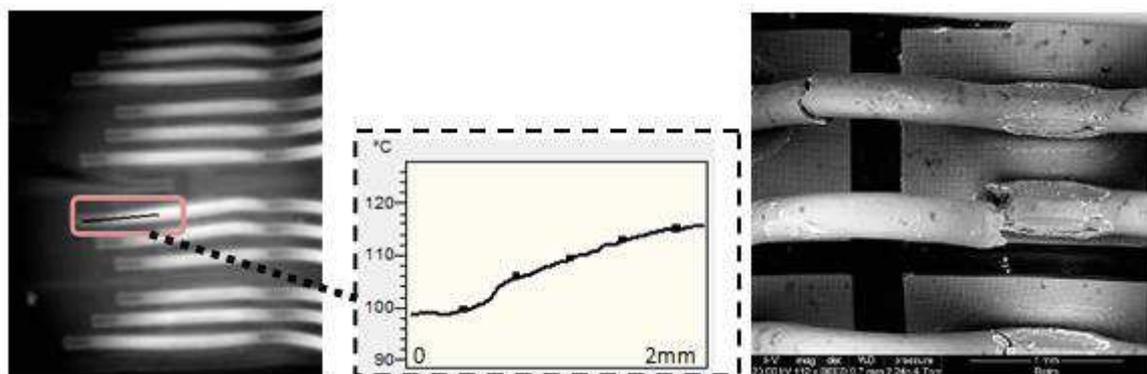
De surcroît, les phases de dilatation/compression que subissent les fils de bonding pendant le cyclage associées au gradient de température présent sur la longueur du fil, engendrent des efforts de flexion qui peuvent être responsables de l'apparition de fractures au niveau des coudes [Morozumi 03].



(a) Fissures Bonding – Puce avant vieillissement [FID00]

(b) Décollement d'un fil de bonding [FID11]

Figure 1-13 – Zone d'attache de fil de bonding



(a) Ecart de  $T^\circ$  sur bonding (Caméra IR)

(b) Fractures sur bondings [Smet 10]

Figure 1-14 – Fractures de fils de bonding

Les différentes études menées sur les mécanismes de dégradations des fils de bonding ont démontré que l'apparition des fractures est fortement liée à la qualité du processus de soudure. En effet les fractures apparaissent généralement aux zones ayant déjà subi des dommages lors de la soudure. [Ramming 00, Ciappa 02, Merkle 08, Matsunaga 06]. Quoiqu'il en soit, les deux modes de défaillances précédents mènent à la perte ou à la réduction de la conduction électrique dans les fils de bonding concernés avec, comme conséquences,

une augmentation de la densité de courant dans les autres fils et un accroissement de chute de tension à l'état passant  $V_{CEsat}$  [Cova98, Ciappa 02, Smet 10].

Pour améliorer la fiabilité des fils de bonding dans des conditions de cyclage, différentes solutions sont envisageables :

- Rajouter une couche de matériau polymère (coating) sur le pied de bonding immédiatement après la soudure. Cette solution permet de maintenir un contact physique entre le fil et la métallisation si l'interface se dégrade. Des tests de vieillissement par cyclage actif [Hamidi 98, Ciappa 02] ont démontré qu'elle permettait d'augmenter considérablement la durée de vie des fils de bonding dans ces conditions [cf. figure 1-15a].
- Insérer une couche de molybdène entre le fil et la métallisation, ce matériau ayant un CTE ( $5.35 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ) intermédiaire entre celui de l'aluminium et celui du silicium. Cette couche permet de distribuer et de réduire les contraintes sur chaque interface, ce qui retarde le décollement des fils de bonding et permet ainsi d'augmenter leur durée de vie d'un facteur de 2 à 3. Cependant, l'insertion de cette couche nécessite la modification du procédé de fabrication des assemblages de puissance, son utilisation est donc limitée à la recherche [Hamidi 98].

Une solution plus "radicale" consiste à remplacer les fils de bonding par des rubans (figure 1-15b). Comparé à la géométrie des fils de bonding, les rubans permettent de connecter de plus grandes surfaces avec une puissance de soudure plus faible, permettant ainsi de réduire les contraintes initiales dues au processus de soudure [Luechinger 04]. Grâce à leur forme, les rubans absorbent mieux les déformations dues à la différence de CTE entre l'aluminium et le silicium [Ong 04].

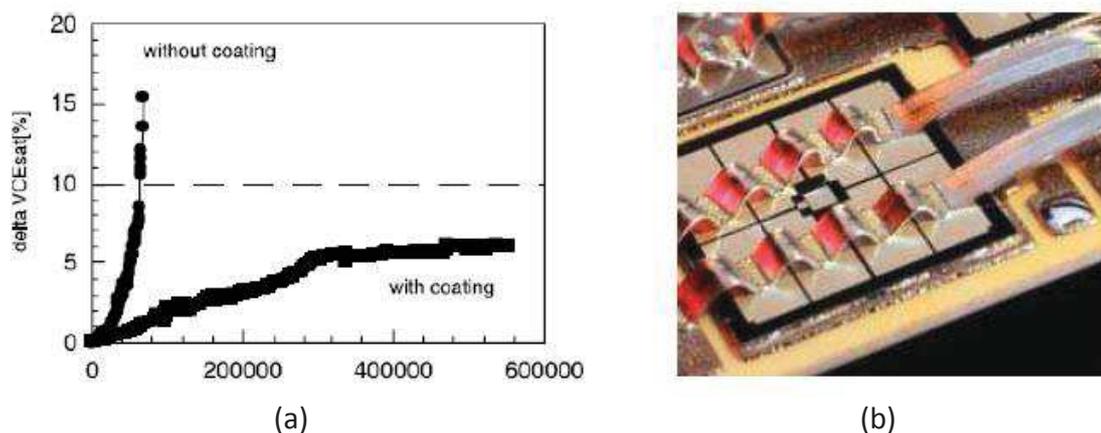


Figure 1-15 – (a) Vieillissement de bondings avec et sans revêtement polymère [Ciappa 00],(b) Rubans de bonding

La brève synthèse précédente a principalement décrit les modes de défaillance liés à la zone d'interconnexion entre les puces et l'environnement. La figure 1-16 apparue dans Roadmaps of packaging technology (1997) et publiée par ICE (Integrated Circuit Engineering Corporation) donne la distribution des modes de défaillance sur une puce de puissance. Avec l'apparition des attaches puce/DBC par frittage d'argent beaucoup plus robustes que les

brasures classiques, les fils de bonding sont devenus l'élément le plus limitant en régime de cyclage actif. Ils restent pourtant la technologie la plus répandue (flexibilité, adaptation aux changements du packaging).

Cela dit, malgré cette limitation, les niveaux de fiabilité atteints par les modules modernes sont excellents. La problématique de durée des tests de vieillissement se pose donc de plus en plus aiguë et l'un des objectifs de ce travail est de proposer des méthodes et un environnement d'essai permettant de réduire cette durée.

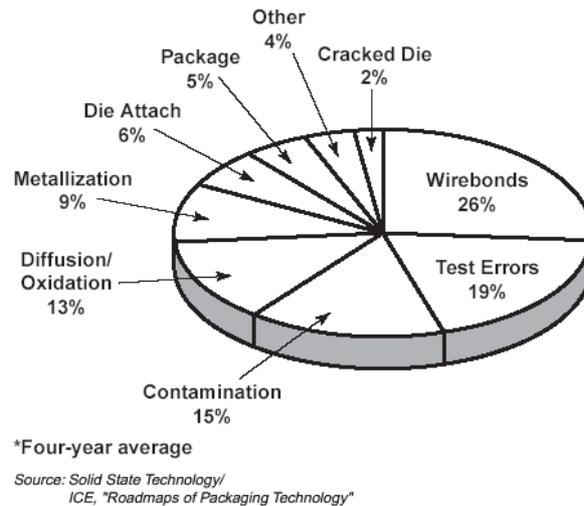


Figure 1-16 – Répartition des modes de défaillance sur une puce de puissance [ICE]

### 1.3 Acquis de l'équipe sur les tests de vieillissement par cyclage actif

L'étude de fiabilité des composants de puissance est composée d'une part d'une étude physique et d'autre part d'études statistiques basées sur des retours d'expérience ou des tests. La première permet d'étudier les mécanismes de dégradations et leurs évolutions jusqu'à une éventuelle défaillance. La seconde approche a pour objectif d'établir des lois de durée de vie pour un type de composant et un mode de défaillance donnés. Cela nécessite alors de disposer d'un nombre significatif d'échantillons.

Dans les applications de traction électrique, le régime de fonctionnement largement variable a pour effet de placer les équipements électriques en régime de cyclage thermique dit "actif". Dans ces conditions de fonctionnement, les mécanismes de vieillissement par fatigue thermique sont les plus fréquents. [Dup 06, Bielen 06]. Les tests de vieillissement accélérés par cyclage thermique sont alors une voie pour contribuer à l'étude de la fatigue thermique au sein des modules de puissance.

C'est la voie choisie par notre équipe de recherche. A l'origine de cette thèse, elle disposait déjà d'un système de test dont la structure et le fonctionnement sont rappelés

dans le paragraphe suivant. Cet ensemble a permis d'obtenir de nombreux résultats qui sont également résumés dans ce chapitre.

### 1.3.1 Banc de vieillissement par cyclage actif

Le banc de test décrit ci-dessous a été développé au sein de l'IES dans le cadre des travaux de thèse de M. EL GHAZOUANI [Elghazouani 06] puis modifié pendant la thèse de Vanessa Smet [Smet 10]. Il a été mis en place afin d'effectuer des tests de vieillissement par cyclage actif en imposant des conditions de fonctionnement proches de celles rencontrées dans les applications réelles. Il est basé sur la structure d'un onduleur MLI monophasé dont les deux bras fonctionnent en opposition afin de placer les composants de puissance dans des conditions de fonctionnement nominales tout en ne dissipant que les pertes dans ces composants [Forest 06, Vallon 03].

Le schéma synoptique de la figure 1-17 montre la structure de puissance et la commande de cet onduleur. La charge constituée par une inductance de faible valeur ( $9\mu\text{H} - 200\text{A}$ ), constitue quasiment un court circuit à la fréquence de modulation. Les contraintes électriques vues par les composants de puissance de ce banc de test sont quasiment identiques à celles rencontrées dans un onduleur d'une puissance apparente de 30kVA (pour un courant sinusoïdal de 200A crête et une tension d'alimentation de 300V) mais avec une puissance consommée inférieure au kilowatt (essentiellement les pertes dans les IGBTs et les diodes).

L'isolation galvanique entre le circuit de puissance et la commande est assurée par des drivers à isolation magnétique, qui délivrent une tension grille-émetteur de  $\pm 15\text{V}$ .

Les signaux de commande MLI sont générés par une carte de commande FPGA assurant la régulation du courant et les protections.

La figure 1-18, présente un aperçu général de l'ensemble des signaux mis en jeu sur une période de découpage  $T_d$  pour un courant dans la charge inductive croissant (à gauche) ou décroissant (à droite). La fonction de modulation principale  $m$ , correspondant à la tension des bras d'onduleur, est générée à partir des consignes d'amplitude et de fréquence de la tension souhaitée. Les fonctions de modulations  $m1$  et  $m2$ , respectivement appliquées au bras n°1 et au bras n°2, ne sont que très légèrement différentes de la fonction modulation principale  $m$ , elles sont obtenues en appliquant à celle-ci de faibles retards lors de ses transitions. Les durées de ces temps de retards sont élaborées par le correcteur PI de la régulation de courant de la charge  $i_L$ . Ce courant, qui pourrait être de nature quelconque dans le principe d'opposition, est ici alternatif sinusoïdal pour reproduire le fonctionnement classique d'un onduleur de tension. Ce courant est déphasé de  $90^\circ$  par rapport à l'onde de tension pour obtenir la même répartition de pertes entre les IGBT et les diodes de chacun des deux bras.

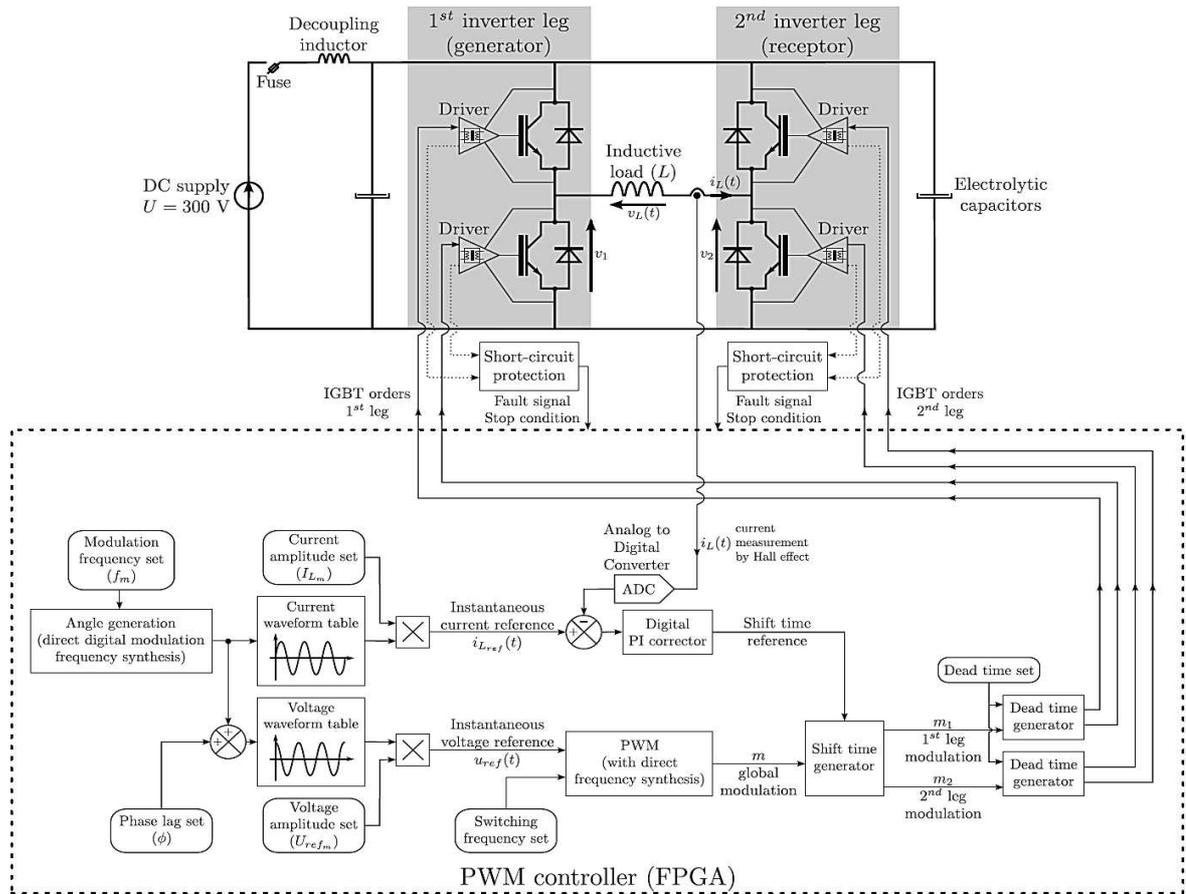


Figure 1-17 – Onduleur par opposition [Smet 10]

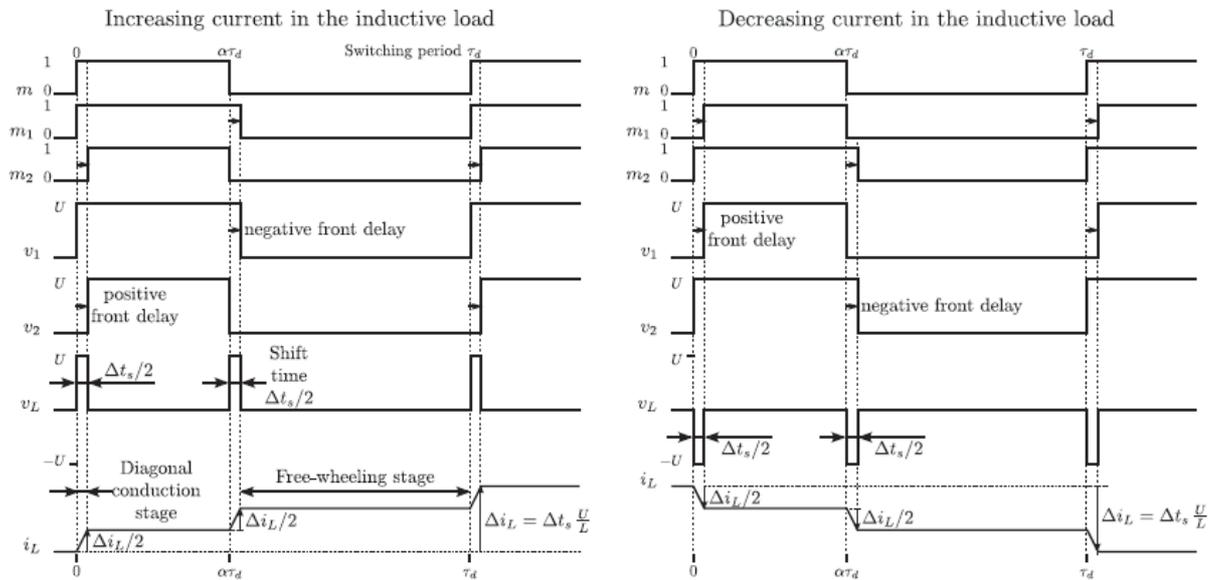


Figure 1-18 – Chronogramme de commande [Smet 10, Vallon 03]

Le très faible écart de rapport cyclique entre les fonctions de modulations  $m_1$  et  $m_2$  a pour conséquence de créer une tension  $v_L(t)$  aux bornes de l'inductance de charge quasi-impulsionnelle. A l'échelle d'une période de découpage  $F_d$ , la commande alterne donc deux courtes phases de conduction diagonale et deux longues phases de roue libre. Lors de la conduction diagonale l'inductance voit à ses bornes la tension de  $\pm 300V$  (tension

d'alimentation), ce qui entraîne une vitesse de variation du courant de  $\pm 33A/\mu s$ . Pendant les phases de roue libre l'inductance voit à ses bornes les chutes de tension des semi-conducteurs en conduction (un IGBT + une diode), la vitesse de décroissance du courant est alors d'environ  $-0,3A/\mu s$ .

Un ensemble de capteurs permet la mesure des différents paramètres électriques dans la structure (tensions, courants) en temps réel. Cela permet en particulier de détecter et d'interrompre le fonctionnement de l'onduleur lors d'un dysfonctionnement. Ces capteurs fournissent à la fois les signaux nécessaires à la commande au bloc FPGA et les données nécessaires à la supervision au programme LabVIEW (via la carte d'acquisition). Les principales grandeurs mesurées sont :

- Le courant dans la charge inductive  $i_L(t)$  : cette mesure est nécessaire à la régulation de ce courant mais permet également d'introduire une protection instantanée en cas de dysfonctionnement de la boucle de régulation.
- Le courant absorbé par le convertisseur  $i_E(t)$  sur l'alimentation continue: il est compris entre 2.5A et 3A (pertes moyennes variant entre 700W et 900W dans l'onduleur). Une augmentation significative de son amplitude est la preuve qu'un défaut est survenu dans la structure du convertisseur.
- La tension d'alimentation de puissance  $U$  à l'entrée de l'onduleur.
- La tension d'alimentation des circuits électroniques et numériques afin de n'autoriser le fonctionnement que si tous les composants nécessaires à la commande (cartes PCB, drivers, capteurs,...) sont correctement alimentés.

Le logiciel de supervision développée sous LabVIEW, utilisant une carte d'acquisition NI PCI-6254 M (Figure 1-19), permet d'observer et de stocker les différentes grandeurs mises en jeu dans le banc de test, d'assurer la régulation de température du système, de réaliser les mesures de suivi automatiques et de communiquer avec le bloc de commande. Il a également pour fonction d'interrompre le fonctionnement du convertisseur lorsqu'un défaut est détecté au niveau des tensions, courants et/ou températures. Tous ces aspects seront détaillés dans le chapitre 2.



Entrées analogiques ( $N_{MAX}$ )	32
Résolution (Bits)	16
Fréquence d'échantillonnage	1MHz/ $N_{utilisée(s)}$
tension mesurable (pleine échelle)	$\pm 10V$
I/O numériques	48

Figure 1-19 - Carte d'acquisition PCI-6254M de National Instrument

La disposition générale de la plate-forme de test est donnée dans la Figure 1-20.

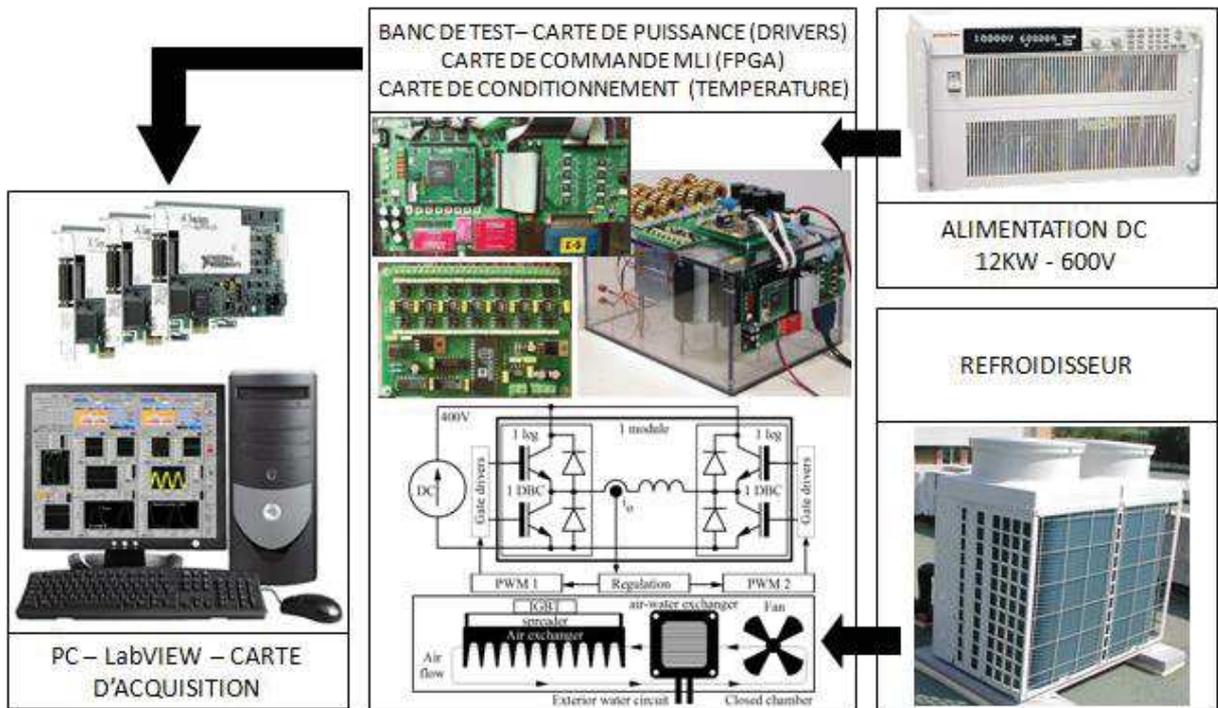


Figure 1-20 – Plateforme de vieillissement

### 1.3.2 Principe du Cyclage thermique actif utilisé

La méthode de cyclage utilisée jusqu'au début de ce travail imposait des séquences marche-arrêt de l'onduleur avec une période de plusieurs dizaines de secondes. La Figure 1-21 illustre le principe de fonctionnement des bancs de tests ainsi commandés.

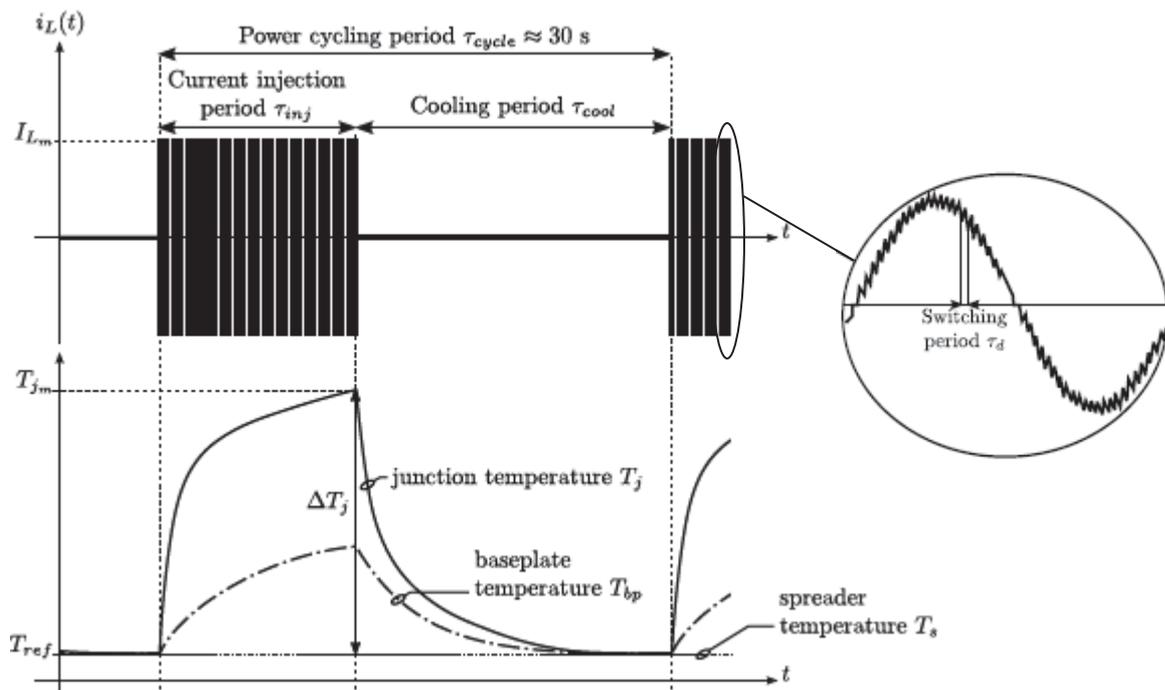


Figure 1-21 – Principe du cyclage thermique par marche – arrêt

Cette commande a été implantée de manière à pouvoir ajuster les paramètres de fonctionnement. Le réglage de la consigne du courant et de la fréquence de découpage  $F_d$ , permet de modifier les pertes par conduction/commutation dans les puces IGBT et, combiné avec le réglage de la période des cycles "marche-arrêt", d'ajuster l'amplitude et la fréquence des cycles thermiques. Dans ces conditions de fonctionnement, le profil thermique d'un module de puissance (puce, semelle) a la forme de la figure 1-21.

Pour obtenir un comportement thermique répétitif, la température (basse) de semelle des modules en test, qui constitue la température de référence notée  $T_{ref}$ , doit être régulée. Le système de refroidissement mixte air-eau est conçu pour assurer cette fonction à partir d'une mesure de température réalisée à l'aide de sondes platine placées sous la semelle [cf. figure 1-22]

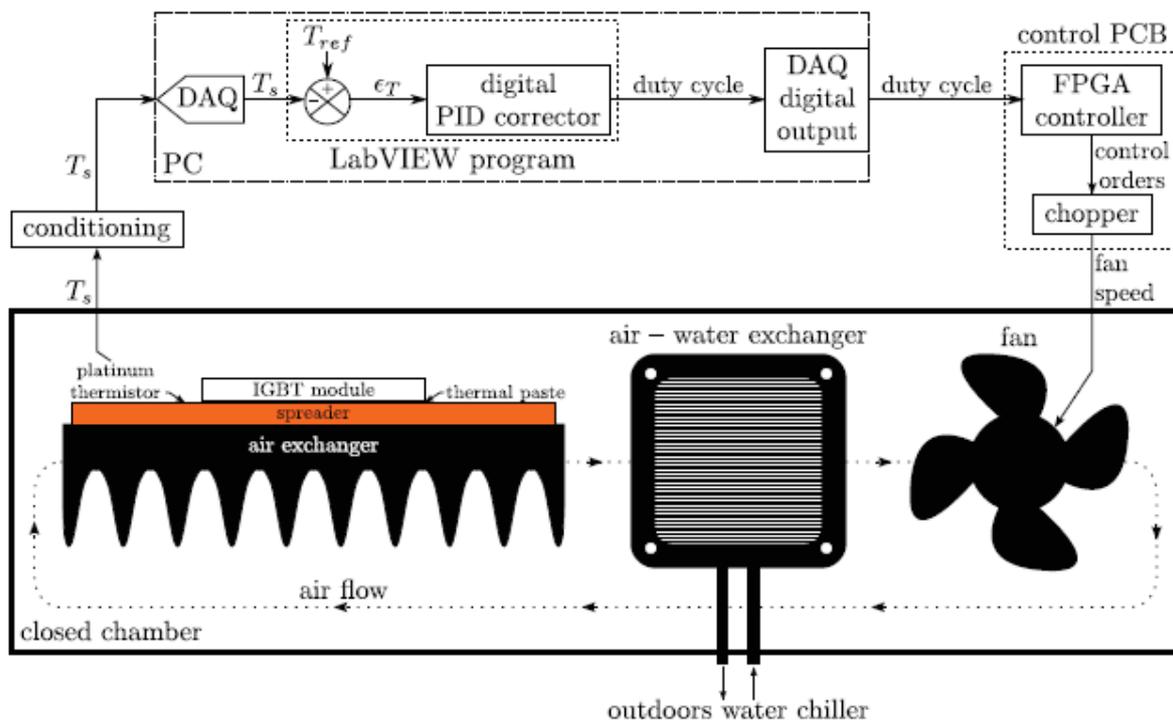


Figure 1-22 – Régulation de température sur un banc de test

Le réglage d'un protocole de vieillissement donné, nécessite la mesure de l'écart de température  $T_j - T_{ref}$ . La mesure de la température de jonction était effectuée à l'aide de sondes optiques LUXTRON.

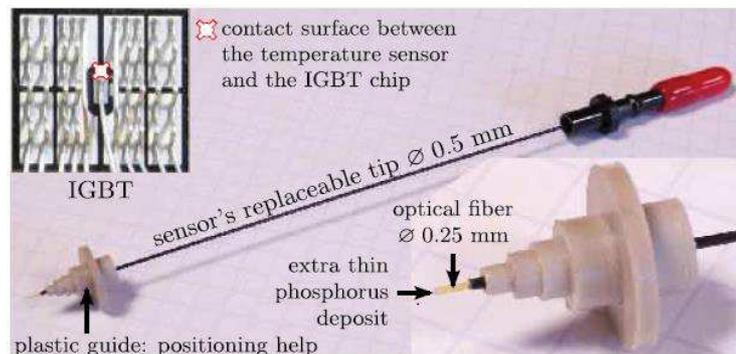


Figure 1-23 – Sonde optique LUXTRON

La mise en place d'un tel système de mesure est très délicate et nécessite une préparation fastidieuse des modules de puissance afin de pouvoir insérer les sondes dans le boîtier à travers le gel silicone. De plus, le temps de réponse de ces sondes optiques est de l'ordre de 25ms et le dispositif de mesure a une période d'échantillonnage minimale de 250ms, ce qui empêche la mesure des variations rapides de température de jonction. Malgré cela, cette méthode de mesure a permis de réaliser de nombreux tests de vieillissement avec une répétabilité satisfaisante dans ce contexte des tests "lents".

### 1.3.3 Procédure de test

Le processus de fabrication des modules de puissance et des puces peut induire certaines dispersions dans les caractéristiques électriques et thermiques. A l'origine des tests de vieillissement une phase de caractérisation initiale doit donc être effectuée et l'évolution des paramètres choisis doit ensuite être surveillée au cours du vieillissement. Les indicateurs de vieillissement utilisés dans les précédents travaux de l'équipe étaient [Smet 10]:

- Le courant de fuite Collecteur
  - Le courant de fuite Grille
  - La tension de seuil Grille-Emetteur
  - La chute de tension à l'état passant  $V_{CEsat}$  (*bondings et/ou métallisation*)
  - La résistance thermique Jonction-semelle  $R_{TH-JC}$  (*brasures*)
- } Dégradation au niveau de la structure interne du semi-conducteur

Dans ces travaux, les dégradations observées ont finalement concerné très majoritairement la partie supérieure de l'assemblage, c'est-à-dire la métallisation d'émetteur et les fils de bonding. C'est donc la chute de tension à l'état passant des IGBT qui a constitué le paramètre le plus pertinent. En effet, la perte d'une branche de connexion (*décollement de bonding*) ou bien l'augmentation d'une résistance de contact (*dégradation d'une interface Bonding-Puce*) entraînent une augmentation de  $V_{CEsat}$ . Le choix de  $V_{CEsat}$  en tant qu'indicateur de vieillissement de la face supérieure des modules de puissance implique que son suivi doit être fait dans les mêmes conditions électrothermiques (courant de collecteur, température de jonction et tension de grille). La figure 1.24 montre les caractéristiques d'un transistor IGBT où la dépendance de  $V_{CEsat}$  vis-à-vis de ces deux paramètres apparaît clairement.

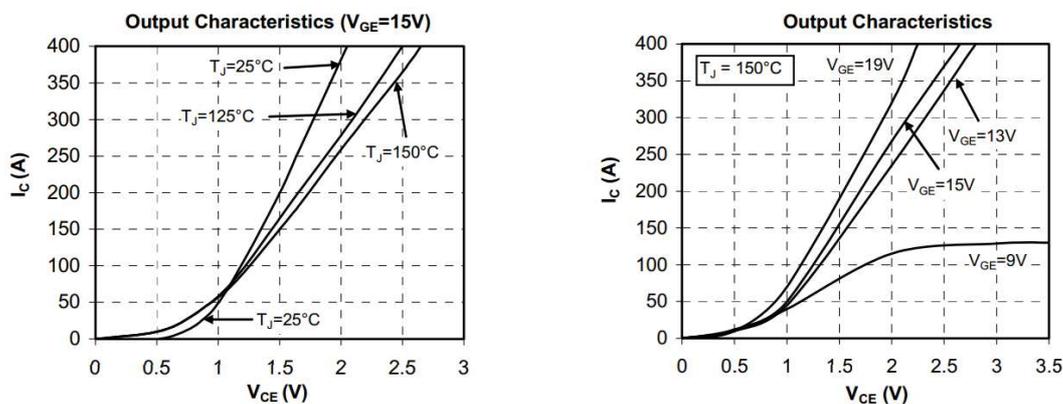


Figure 1-24 – Caractéristiques  $V_{CE}(T^{\circ}, V_{GE}, I_C)$

Dans notre cas, le triplet de paramètres choisi était [ $I_C=100A$ ,  $T_J=125^\circ C$ ,  $V_{GS}=15V$ ] Chaque phase de caractérisation, effectuée en régime statique, se déroulait alors de la manière suivante :

- Polarisation de la grille de l'IGBT +15V)
- Injection d'un courant continu de 100A dans l'IGBT à l'aide d'une alimentation DC (faible tension-fort courant)
- Échauffement du module jusqu'à la température de  $125^\circ C$  à l'aide de résistances placées sur le dissipateur thermique, associées à une régulation de température.
- Mesure de la chute de tension à l'état passant de l'IGBT en régime établi ( $T_J = 125^\circ C$ ,  $I_C=100A$ ,  $V_{GS}=15V$ )

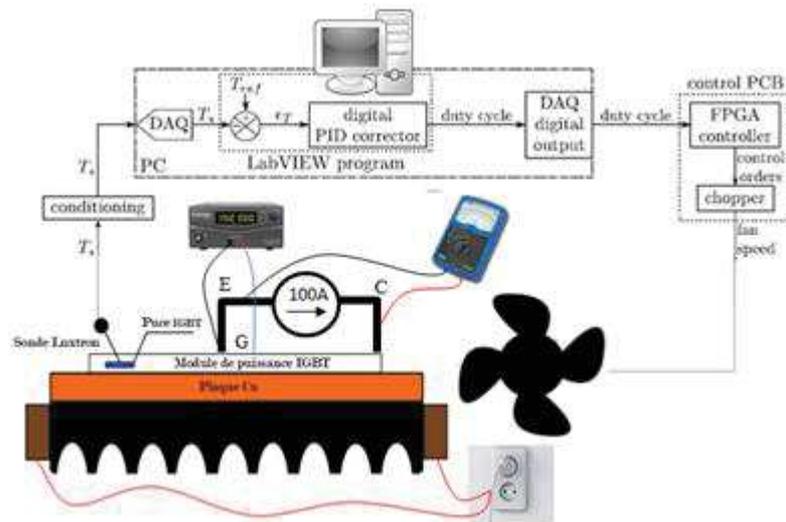
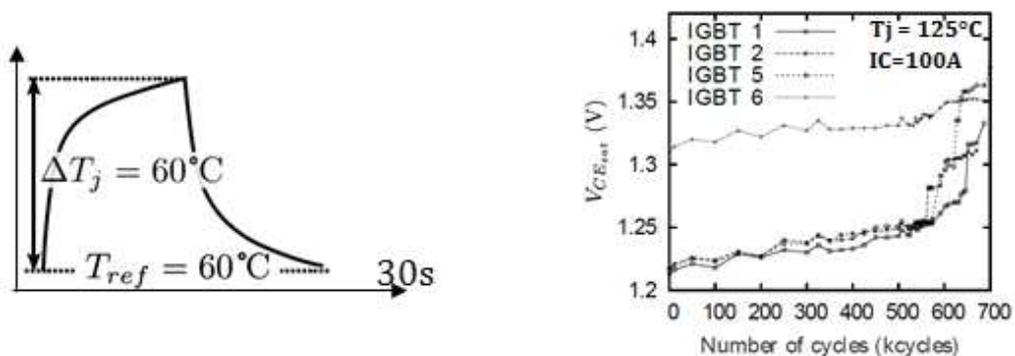


Figure 1-25 – Caractérisation manuelle  $V_{CEsat}(100A, 125^\circ C)$

Chaque phase de caractérisation nécessitait l'arrêt du convertisseur pour permettre à l'opérateur d'effectuer les mesures manuellement. La figure 1-26b montre un exemple d'évolution de la chute de tension  $V_{CEsat}$  sur les IGBT d'un module dont les bondings se sont progressivement dégradés sous l'effet du vieillissement par cyclage thermique (figure 1-26a). Pour obtenir ce type de résultats, plusieurs dizaines de caractérisations étaient nécessaires, ce qui pouvait représenter une centaine d'heures de mesure cumulées pour les protocoles longs !



(a) Cycle thermique

(b) Evolution de  $V_{CEsat}(Nb-cycles)$

Figure 1-26 – Test de vieillissement par cyclage thermique [Smet 10]

### 1.3.4 Brève présentation des résultats obtenus dans les précédentes études

L'analyse des modes de défaillances des échantillons vieilliss à l'aide de cette plateforme a permis de confirmer que la durée de vie d'un module de puissance en cyclage thermique actif est principalement dépendante de l'état de sa face supérieure. Les protocoles de vieillissement utilisés comprennent deux paramètres "température",  $T_{ref}$ , température minimale sur le cycle et  $\Delta T_j$ , amplitude de température de jonction sur le cycle. Le rôle majeur de  $\Delta T_j$  apparaît nettement dans les résultats. En effet, pour les matériaux ductiles (métallisation, fils de bonding), ce sont les contraintes cycliques (déformations plastiques cumulées) qui sont prédominantes. D'un point de vu mécanique, chaque cycle thermique de  $\Delta T_j$  induit une déformation plastique proportionnelle à l'amplitude de  $\Delta T_j$ . A cycles répétés, la fatigue résultant du cumul des déformations plastiques augmente jusqu'à atteindre le point de rupture. Quant à  $T_{ref}$ , elle a pour effet de modifier certaines caractéristiques mécaniques qui dépendent de la température (ex. limite d'élasticité, viscosité).

Enfin, il a été constaté que la métallisation d'émetteur présentait peu de dégradations pour les cycles thermiques à une amplitude de 60°C [Smet 10], la plus faible pratiquée dans ces tests. Ceci sera largement confirmé par les résultats expérimentaux issus de nos travaux.

La figure 1-27, montre la répartition des modes de défaillances observés en fonction des protocoles de tests appliqués ( $T_{ref}$ ,  $\Delta T_j$ ), représentée pour une gamme de température n'excédant pas la limite admissible par la puce IGBT (175°C).

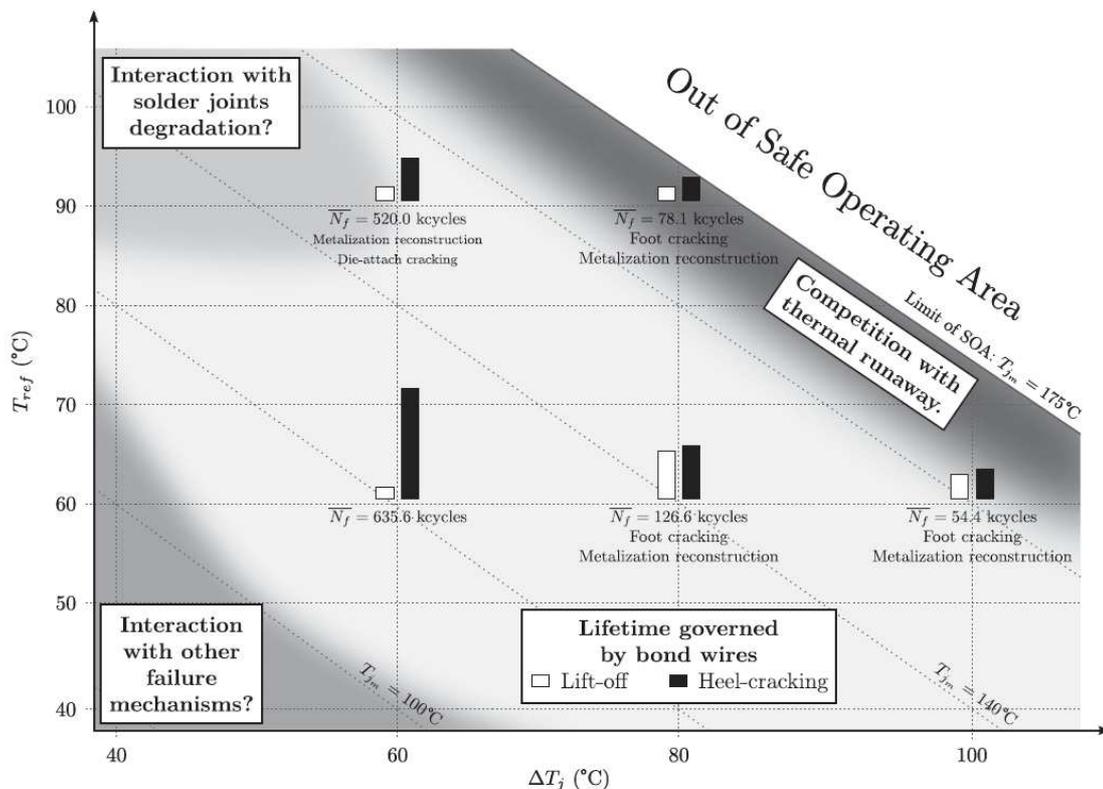


Figure 1-27 – Distribution des modes de défaillances [Smet 10]

Les différents résultats obtenus ont également été utilisés pour extraire une loi empirique de durée de vie. La forme choisie est issue d'un modèle de type "Coffin-Manson", basée sur

les déformations plastiques, mais prenant en compte les deux paramètres "température" considérés [Held 99]. Son expression et les valeurs de paramètres correspondant à nos essais sont données ci-après :

$$N_f = \frac{K}{(\Delta T_j)^v} e^{\left(\frac{T_a}{T_{ref}}\right)}$$

Avec :

$K$  : Constante =  $2.13 \cdot 10^{14}$

$v$  : Constante = 5.33

$T_a$  : Température d'activation = 126°C

$T_{ref}$  : Température de référence (température basse d'un cycle thermique)

$\Delta T_j$  : Elévation de température par rapport à  $T_{ref}$

Les courbes de durée de vie correspondantes sont données (figure 1-28) en même temps que les résultats de test ayant permis d'extraire le modèle correspondant (zone 1). Compte tenu des faibles périodes de cyclage utilisées, les tests de vieillissement étaient longs, presque un an pour le protocole [ $\Delta T_j = 60^\circ\text{C}$ ,  $T_{ref} = 60^\circ\text{C}$ ], et aucune mesure n'a été possible dans la zone 2.

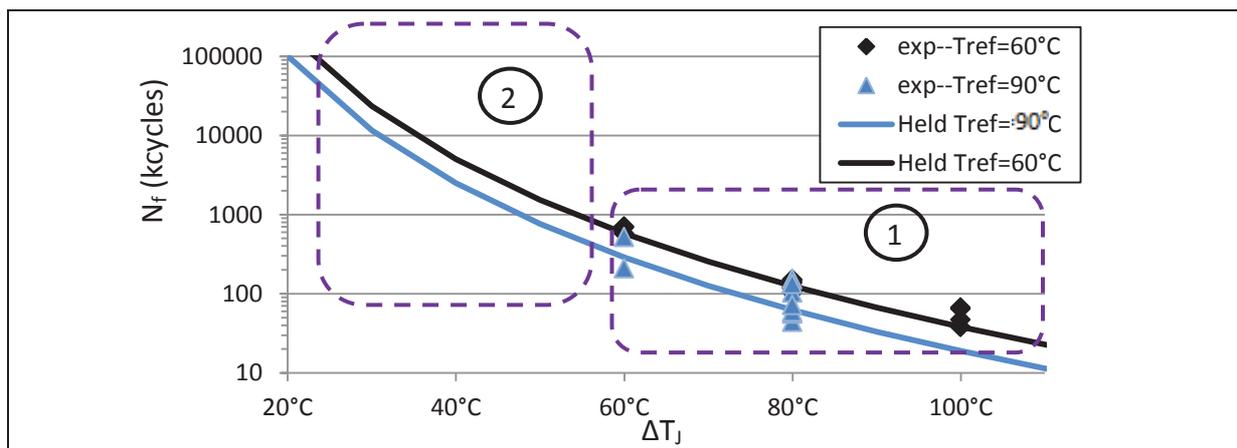


Figure 1-28 – Durées de vie expérimentales et théoriques (Held)

### 1.3.5 Limitations

Les deux principales limitations de ce système de test et des protocoles de cyclage associés ont été mises en évidence dans la description précédente. Elles concernent toutes deux la durée des tests.

La première est la contrainte du suivi manuel, très chronophage.

La seconde est la durée des tests proprement-dits dans la zone 2 du graphe de durée de vie [cf. figure 1-28]. Par exemple, un test de vieillissement dans un protocole [ $\Delta T_j = 40^\circ\text{C}$ ,  $T_{ref} = 60^\circ\text{C}$ ] conduirait, sur la base des courbes estimées, à une durée de vie de  $14 \cdot 10^6$  cycles, soit une durée de test de 13 ans ! De la même façon, cette limitation exclut toute possibilité de tests complexes combinant différentes amplitudes de cycles, dans l'optique de simuler des profils de mission réels.



## **CHAPITRE II**

### **VIEILLISSEMENT PAR CYCLAGE ACTIF RAPIDE ET MISE À JOUR DU BANC DE TEST EN VUE D'INTEGRER LE SYSTEME DE CARACTERISATION AUTOMATIQUE**

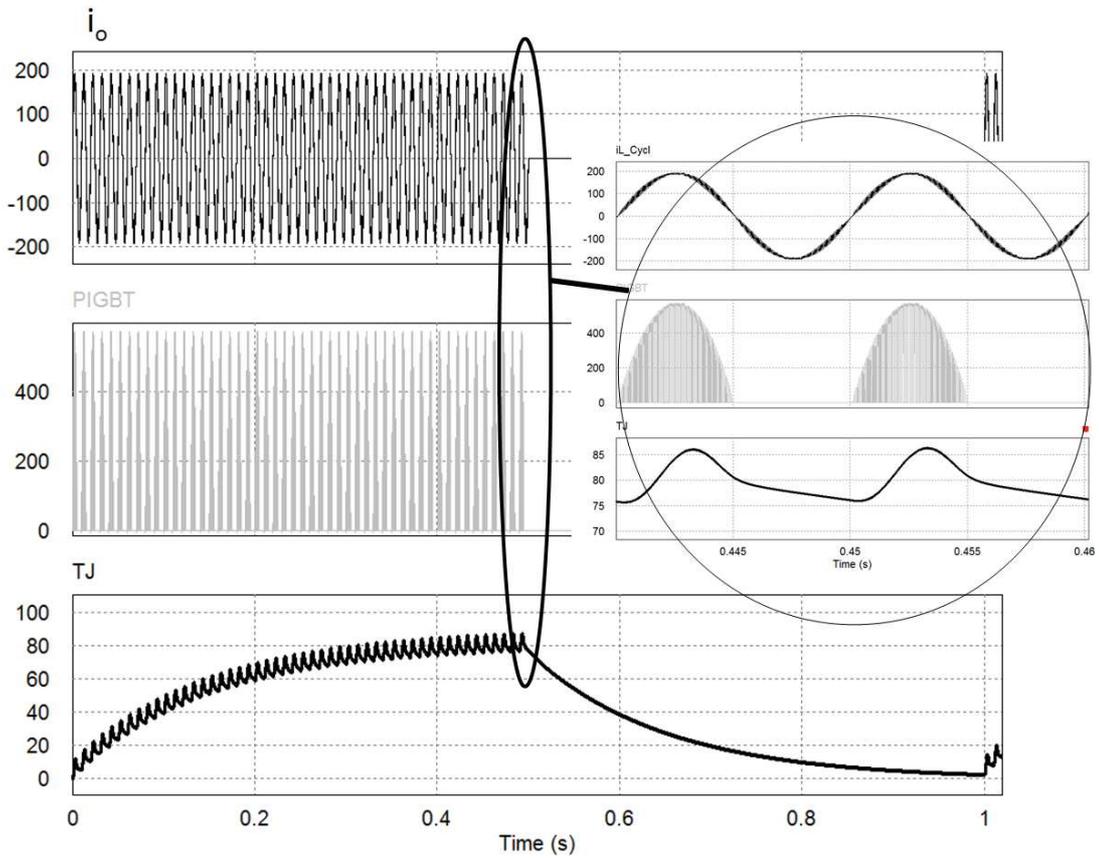
## 2.1 Préambule

Nous avons vu dans le chapitre précédent [cf. paragraphes 1.3.1 et 1.3.2] que les conditions du cyclage thermique étaient obtenues en alternant à basse fréquence (période d'environ 30 à 40s) des phases de marche et d'arrêt du convertisseur. La phase de marche correspondait à un fonctionnement en modulation MLI (découpage de 10 à 20 kHz) sous une tension d'alimentation de 300V avec un courant sinusoïdal à 100Hz et de 200A d'amplitude. Ces grandeurs électriques (300V, 200A max) sont conformes aux capacités des composants testés et étaient maintenues dans la plupart des tests. Les paramètres d'ajustement de l'amplitude des cycles thermiques étaient alors, la durée de la phase de marche du convertisseur et la fréquence de découpage  $F_d$ , qui permettent d'ajuster largement les pertes dans les composants. La figure 2-1a montre une simulation purement qualitative représentant ce mode de fonctionnement, dans laquelle la fréquence de cyclage est plus élevée que dans la réalité, simplement pour faire mieux apparaître les différentes constantes de temps. Au cycle thermique principal se rajoute une ondulation de température à 100Hz de quelques degrés due à la variation des pertes sur une période de modulation. Elle n'est pas d'influence sur le vieillissement et n'est pas considérée dans le cyclage classique (marche – arrêt) [Smet 10].

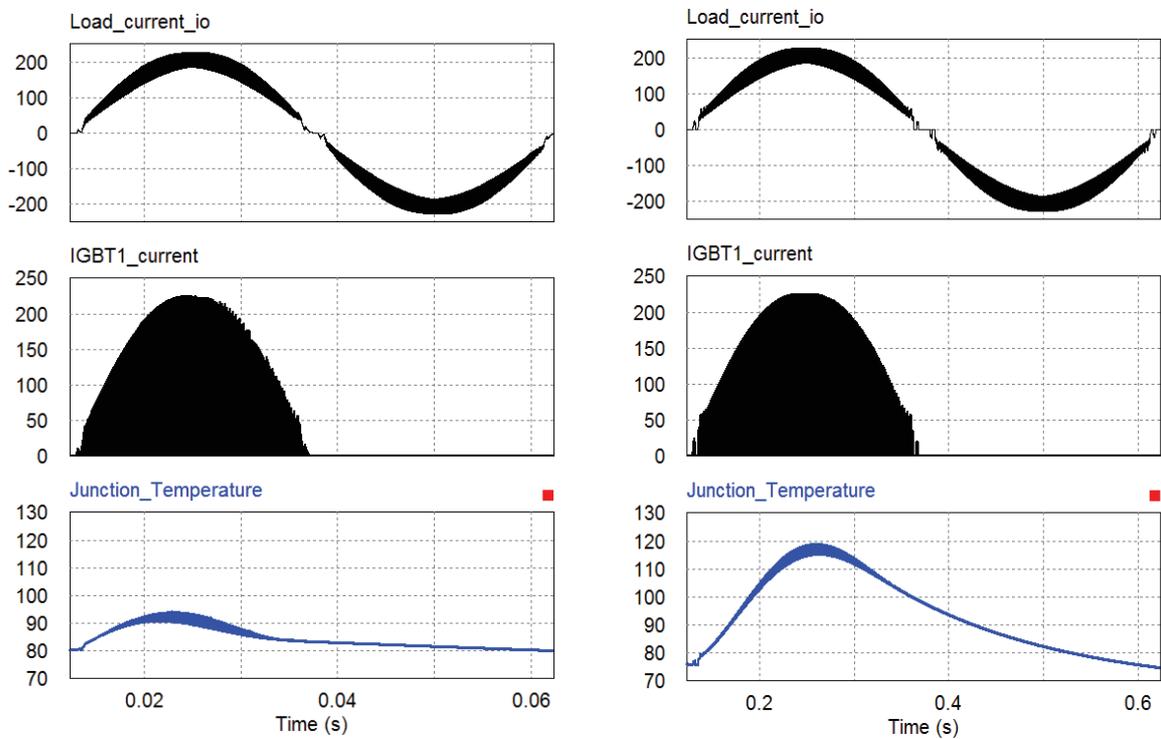
Afin de réduire la durée des tests de vieillissement tout en utilisant des amplitudes de cycles thermiques plus faibles (et plus réalistes) une autre stratégie de cyclage a été mise en place. Cette stratégie consiste à faire fonctionner le convertisseur d'une manière continue en majorant très fortement l'amplitude de la variation de température par l'utilisation d'une fréquence de modulation sinusoïdale suffisamment faible. La figure 2-1b montre deux simulations avec deux fréquences de modulation. Avec une fréquence de 20Hz, l'amplitude de variation de température de jonction est insuffisante pour permettre des essais de cyclage. En revanche, à 2Hz, on obtient des amplitudes de cycles de plusieurs dizaines de degrés, qui correspondent à des conditions appropriées à ce type de test.

Cette fréquence de 2Hz est 50 à 100 fois plus élevée que celles précédemment utilisées dans le cyclage marche-arrêt (quelques 0.01 Hz). A toutes autres conditions données, la durée des tests sera réduite dans les mêmes proportions, ce qui permet une diminution considérable des phases de vieillissement et/ou un accès à des conditions de faibles contraintes inapplicables par la longueur des essais avec des périodes de cycle classiques.

La mise en place d'un système de mesures automatiques permettant l'élimination des fastidieuses phases de caractérisation manuelles récurrentes nécessaires au suivi du vieillissement est alors un complément essentiel aux tests de vieillissement par cyclage rapide.



(a) Principe du cyclage classique



(b) Principe du cyclage rapide

Figure 2-1 – Méthodes de cyclage thermique avec le Banc de test disponible à l'IES

## 2.2 Cyclage rapide

La fréquence du cyclage classique (marche-arrêt) est proche de celles rencontrées dans les applications réelles. En revanche, les amplitudes importantes des cycles thermiques générées par ce mode de cyclage sont loin de d'être réalistes. La figure 2.2 montre le profil thermique d'une puce IGBT d'un convertisseur 47kW alimentant un moteur de traction lors d'un trajet d'environ une heure, et la figure 2.3 présente l'allure d'un cyclage thermique classique appliqué à un module de puissance (sur 2 minutes).

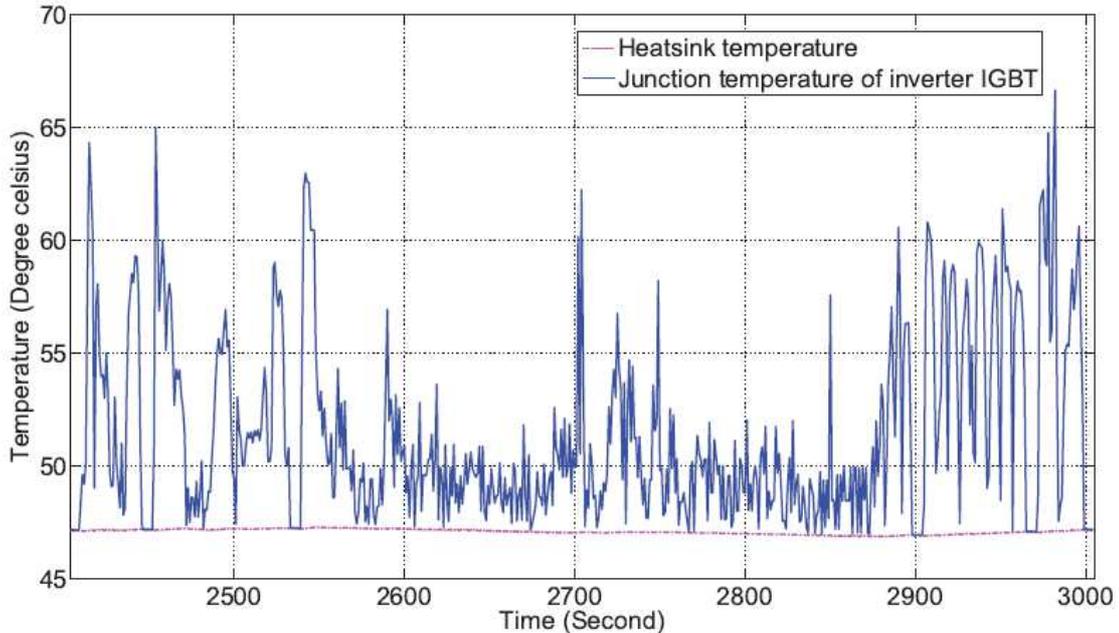


Figure 2-2 - Profil thermique d'une puce IGBT lors d'une mission [Song 13]

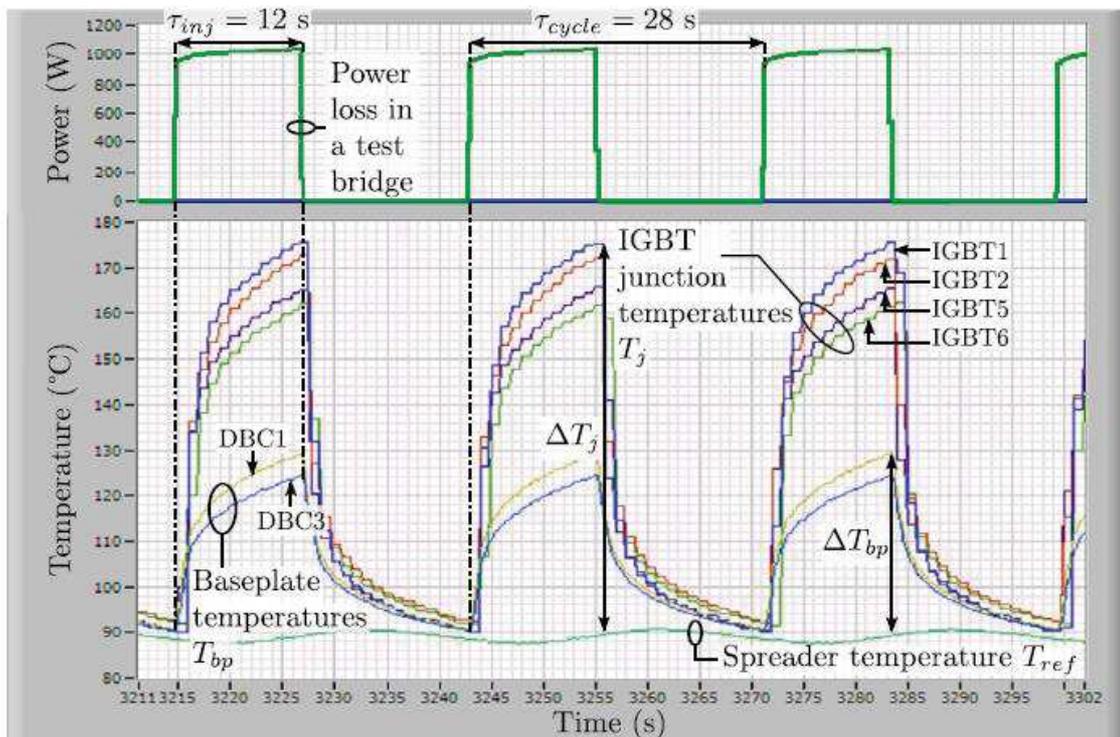
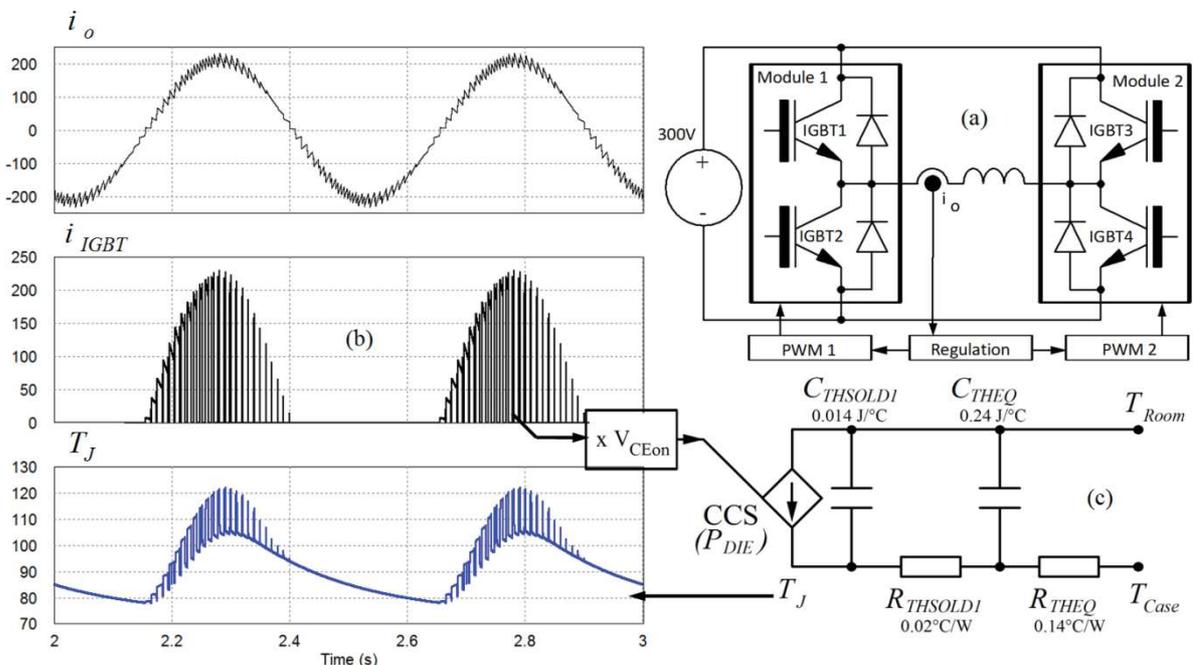


Figure 2-3 - Cyclage thermique classique (lent)  $T_{ref} = 90^{\circ}\text{C}$  &  $\Delta T_j = 80^{\circ}\text{C}$

Le passage vers une fréquence de cyclage 50 à 100 fois plus élevée autorise des amplitudes de cycles thermiques proches de celles rencontrées dans les vraies applications implique tout de même la nécessité de vérifier que les modes de vieillissements sont indépendants de la vitesse de cyclage. En effet, la vitesse à laquelle est appliquée une contrainte cyclique, peut influencer la loi de comportement de certains matériaux. Dans notre cas, nous nous intéressons qu'à la face supérieure des modules de puissance c'est-à-dire les fils de bonding et la métallisation aluminium. Nous verrons plus loin [cf. chapitre 3 et 4] que l'aluminium à des températures inférieure à 170°C ne présente pas de viscosité, donc le taux de déformation induit par le cyclage thermique reste indépendant de la vitesse à laquelle est appliqué le cyclage thermique. De même, les résultats expérimentaux [cf. chapitre 3] vont confirmer cette hypothèse.

Comme énoncé précédemment, la stratégie utilisée pour augmenter la vitesse de cyclage thermique consiste à imposer au convertisseur un fonctionnement continu en mode onduleur avec une fréquence de modulation relativement faible.



(a) Structure de puissance, (b) Formes d'ondes (Simulation) (c) Model thermique simplifié  
Figure 2-4 – Cyclage thermique par modulation de courant à faible fréquence

Dans ces conditions, les pertes peuvent être calculées en considérant les caractéristiques de conduction et de commutation des IGBTs. Nous verrons dans ce qui suit, comment l'impédance thermique des modules de puissance peut être mise à profit pour modifier les amplitudes des cycles thermiques des puces IGBTs en modifiant simplement la fréquence de modulation du courant.

## 2.2.1 Calcul des pertes dans une puce IGBT

Dans notre cas, les convertisseurs fonctionnent en régulation de courant par MLI. Un déphasage de 90° est appliqué entre la consigne de courant la consigne de tension. Ce déphasage permet d'équilibrer la répartition des pertes dans les IGBT formant le

convertisseur [Smet 10]. Prenons par exemple l'IGBT1, celui-ci se voit appliquer une commande MLI suivant une fonction de modulation  $m_1$  et un rapport cyclique  $\alpha_{IGBT1}(\theta)$  où  $\Theta = 2 \cdot \pi \cdot F_m \cdot t$

$$\alpha_{IGBT1}(\theta) = \frac{1}{2} \cdot [1 + m_1(\theta)] = \frac{1}{2} \cdot [1 + M_c \cdot \sin(\theta)]$$

Quant au courant dans l'inductance inter-bras  $i_L(\theta)$ , si la boucle de régulation de courant fonctionne correctement, celui-ci suit la consigne de courant qui a pour expression :

$$i_L(\theta) = \hat{I}_{Lc} \cdot \sin(\theta - \phi) = \hat{I}_{Lc} \cdot \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)$$

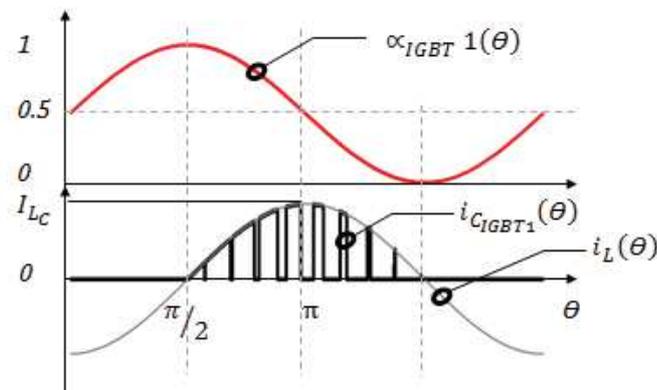


Figure 2-5 – Formes d’ondes (rapport cyclique, courant IGBT et courant de charge)

Dans un mode de fonctionnement quelconque, les pertes dans un IGBT sont évaluées en fonction des caractéristiques que ce dernier présente et de son régime de fonctionnement. Les principales caractéristiques sont, la tension de seuil  $V_{CE}$ , la résistance dynamique de l'IGBT  $R_d$  et l'énergie dissipée lors des commutations. Ces caractéristiques, elles-mêmes, dépendent d'autres paramètres, tels que la température de jonction et la tension de polarisation grille-émetteur. La figure 2-6, présente le réseau de caractéristiques en conduction des IGBTs faisant l'objet de notre étude.

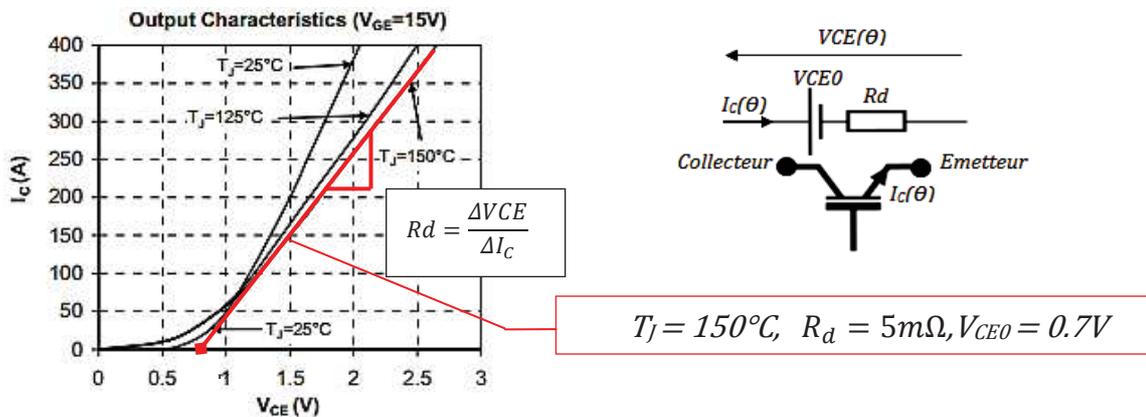


Figure 2-6 – Caractéristiques  $I_c(V_{CE})$

Dans ce qui suit, les différentes caractéristiques des IGBTs seront prises pour une température de 150°C (cas extrême) [cf. figure 2-6].

Les pertes par conduction dans un IGBT sont calculées par la relation :

$$P_{\text{cond\_IGBT}}(\Theta) = V_{\text{CE}}(\Theta) \cdot I_{\text{C}}(\Theta)$$

Avec

- $V_{\text{CE}}(\Theta) = V_{\text{CE0}} + [R_{\text{d}} \cdot I_{\text{L}}(\Theta)]$
- $I_{\text{C}}(\Theta) = i_{\text{L}}(\Theta) \cdot \alpha_{\text{IGBT}} 1(\Theta)$

Cela revient à multiplier l'enveloppe des signaux MLI par le rapport cyclique.

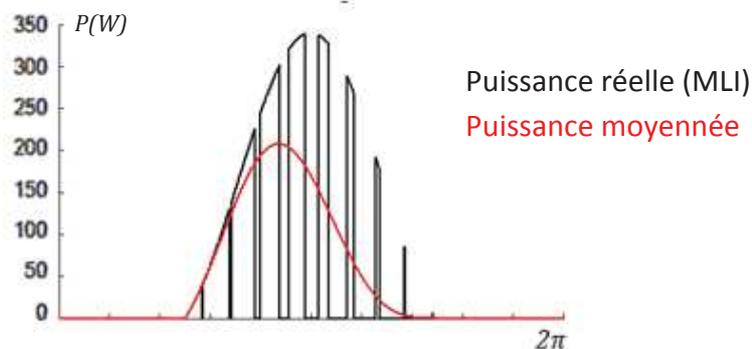
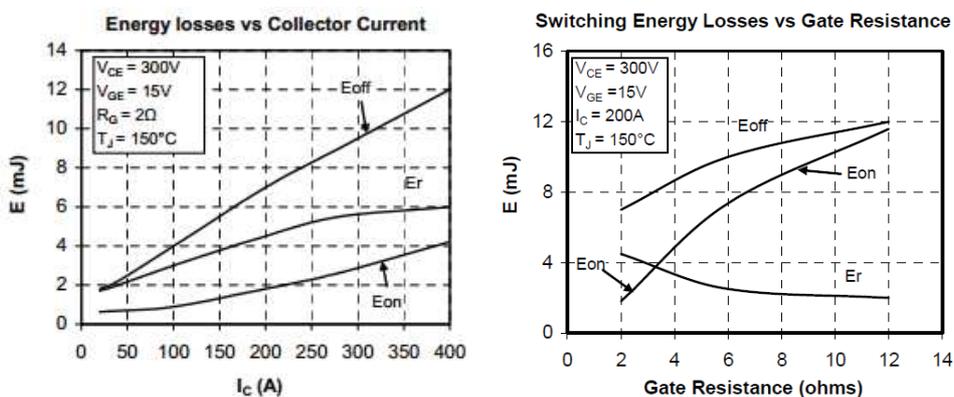


Figure 2-7 – Pertes par conduction dans un IGBT pour  $\hat{I}_{\text{LC}} = 200\text{A}$ ,  $F_{\text{m}} = 2\text{Hz}$

Lorsque les IGBTs fonctionnent en commutation, à fréquence élevée les pertes par commutation  $P_{\text{commut\_IGBT}}$  deviennent importantes et contribuent de manière significative à l'échauffement des puces IGBTs.

$$P_{\text{commut\_IGBT}}(\Theta) = F_{\text{d}} \cdot I_{\text{L}}(\Theta) \cdot \left( \frac{\Delta E_{\text{onIGBT}}}{\Delta I_{\text{C}}} + \frac{\Delta E_{\text{offIGBT}}}{\Delta I_{\text{C}}} \right)$$

Nous supposons que les pertes par commutation à l'amorçage sont proportionnelles au courant commuté selon un coefficient  $\frac{\Delta E_{\text{onIGBT}}}{\Delta I_{\text{C}}}$ . Il en est de même pour le blocage de l'IGBT avec un coefficient  $\frac{\Delta E_{\text{offIGBT}}}{\Delta I_{\text{C}}}$ . La figure 2-8 donne les caractéristiques données par le fabricant d'un IGBT en régime dynamique.



(a) Sans résistance supplémentaire (b) Résistance de grille connue

Figure 2-8 - Caractéristiques dynamiques d'un IGBT

Les caractéristiques données par la figure 2.8a sont valides pour une résistance de grille de  $2\Omega$  qui correspond à la résistance interne de la puce. Dans notre cas, une résistance supplémentaire de  $5\Omega$  y est connectée. De plus, lors des commutations, le fonctionnement dépend aussi de la résistance de sortie du driver  $R_{DR}$ . L'utilisation des caractéristiques de la figure 2-8b nécessite alors de déterminer l'ensemble des résistances mises en série et connectées à la grille.

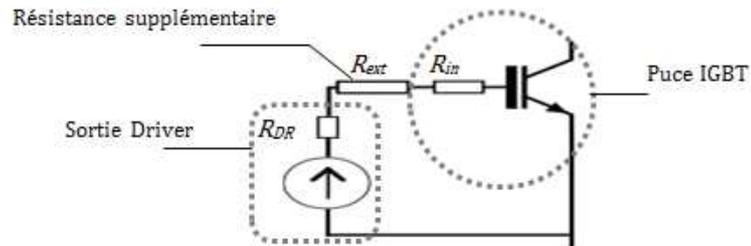


Figure 2-9 – Etage d'entrée d'un IGBT

La campagne de caractérisation menée dans [LOT 2 B] sur des puces IGBTs identiques à celles intégrées dans nos modules permet de retrouver les caractéristiques propres à notre régime de fonctionnement. Ces essais ont été effectués en mode monocoup afin de maintenir la température des puces à une valeur très proche de la température de semelle préalablement réglée. Le chronogramme sur la figure 2-10, présente le principe de la caractérisation en mode monocoup d'une puce IGBT maintenue à une température de jonction donnée.

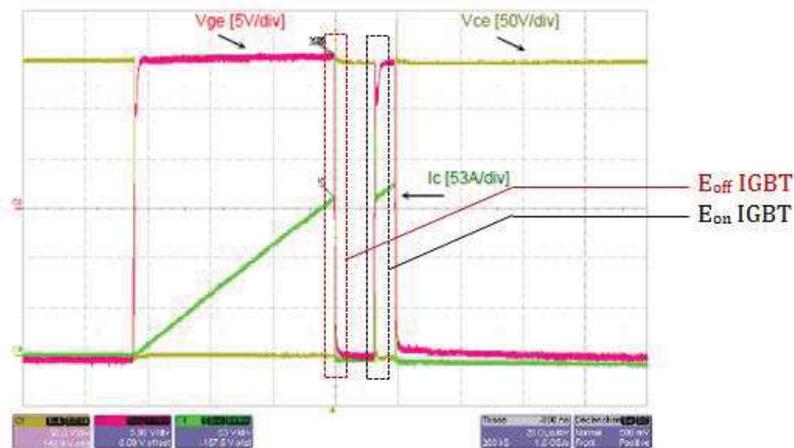


Figure 2-10 – Essai en mode monocoup à  $T_j$  connue ( $U_{DC} = 300V$ ) [LOT2 B]

Il est ainsi possible de calculer l'énergie dissipée lors de l'amorçage et lors du blocage par la relation :

$$E = \int V_{CE} \cdot i_C dt$$

La figure 2-11 donne les valeurs extraites de cette campagne de test pour plusieurs températures de jonction. A  $150^\circ$ , les énergies à l'amorçage et au blocage sont respectivement :

$$\frac{\Delta E_{onIGBT}}{\Delta I_C} = 4.25 \cdot 10^{-5} \text{ J/A} \quad ; \quad \frac{\Delta E_{offIGBT}}{\Delta I_C} = 3.04 \cdot 10^{-5} \text{ J/A}$$

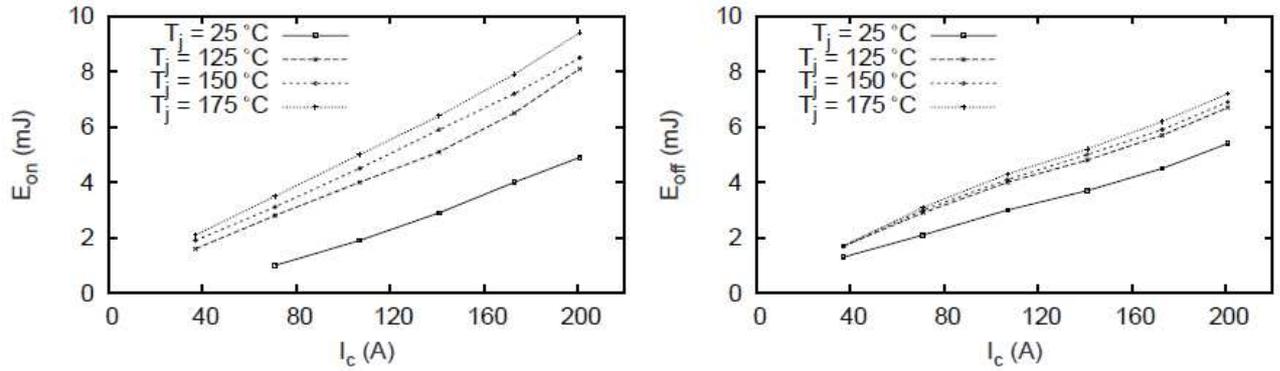


Figure 2-11 – Energie dissipée en commutation (amorçage à gauche et blocage à droite)  
[LOT2B]

La forme instantanée des pertes par commutation est représentée dans la figure 2-12.

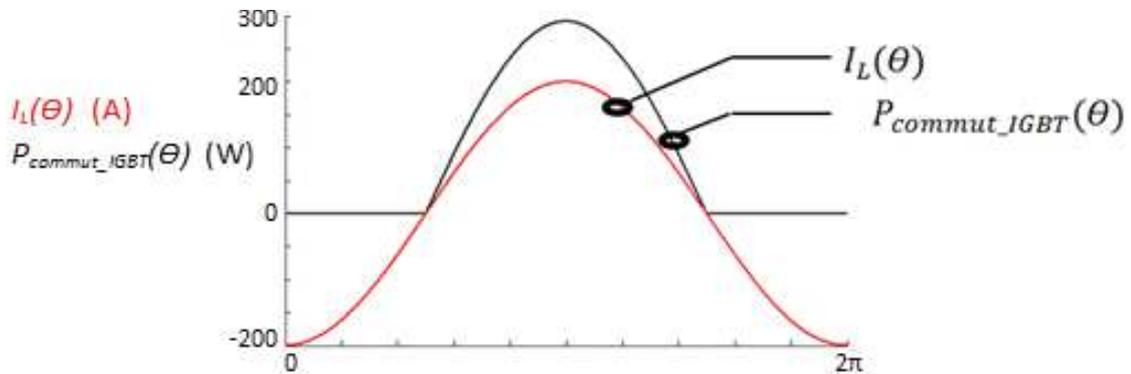


Figure 2-12 – Pertes par commutation et courant de charge ( $\hat{I}_{LC} = 200A, F_d = 20kHz$ )

La puissance moyenne totale dissipée sur une période de modulation pour une profondeur de modulation  $M_c=1$  et  $\phi = \frac{\pi}{2}$  est alors

$$P_{tot\_IGBT} = P_{cond\_IGBT} + P_{commut\_IGBT}$$

Où

$$P_{cond\_IGBT} = V_{CE0} \cdot \frac{\hat{I}_{LC}}{2\pi} + R_d \cdot \frac{\hat{I}_{LC}^2}{8} \text{ [Smet 10]}$$

$$P_{commut\_IGBT} = \frac{F_d}{\pi} \cdot \hat{I}_{LC} \cdot \left( \frac{\Delta E_{onIGBT}}{\Delta I_C} + \frac{\Delta E_{offIGBT}}{\Delta I_C} \right)$$

La forme instantanée de la puissance totale dissipée dans une puce IGBT pour un courant de charge  $\hat{I}_{LC} = 200A$  et  $F_d = 20kHz$  est représentée sur la figure 2-13.

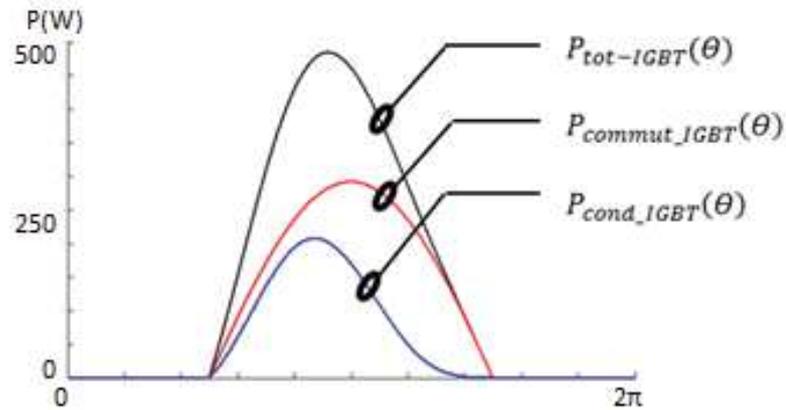


Figure 2-13 – Puissance dissipée dans une puce IGBT

Comme énoncé précédemment [cf. 2-2], l'amplitude des cycles thermiques dépend à la fois, de la puissance dissipée dans les puces IGBT, et de la réponse temporelle que présente l'impédance thermique des modules de puissance lorsque celle-ci se voit injectée une puissance variable dans le temps.

### 2.2.2 Cyclage par modulation de courant

Nous avons vu précédemment qu'un module de puissance est composé d'un empilement de différentes couches de différents matériaux. La figure 2-14, présente le schéma thermique équivalent d'une puce IGBT montée sur un module de puissance.

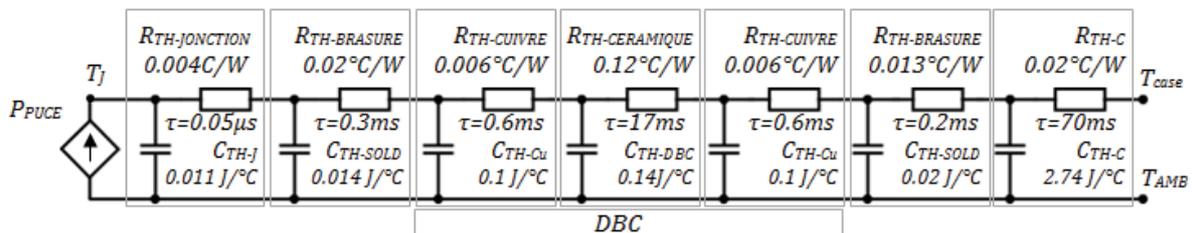


Figure 2-14 – Modèle thermique de CAUER

Dans notre cas, les modules de puissance sont montés sur un système de régulation de température permettant d'imposer une température de référence (constante) sur la semelle. En effet, lors des tests par cyclage rapide, la température de semelle, vu sa constante de temps, ne présente pas de fluctuation due à la variation de température au niveau des puces. De même, l'impédance thermique propre à la jonction présente une constante de temps de l'ordre de quelques dizaines de microsecondes. Cela permettra dans ce qui ensuit, de négliger l'impédance thermique de la jonction. Quant à l'impédance thermique de la semelle, elle sera remplacée par un niveau de température constant.

Le schéma thermique simplifié permettant d'analyser le comportement thermique d'une puce d'un module de puissance est tel que présenté par la figure 2-15.

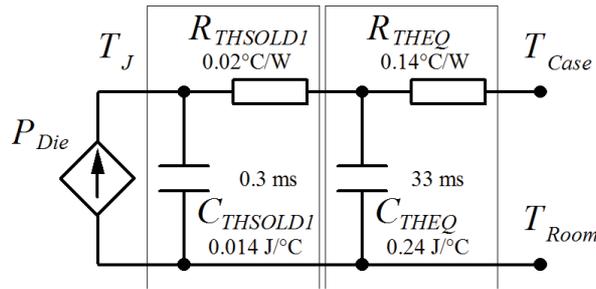


Figure 2-15 – Modèle thermique simplifié

Dans cette configuration, le cyclage actif est provoqué par la variation périodique de la puissance injectée dans la jonction. Celle-ci, comme énoncé dans la section précédente, dépend du régime de fonctionnement électrique. Selon le mode d'excitation, la puissance peut prendre différentes formes. Dans notre cas, les bancs de tests fonctionnent en onduleurs régulés en courant, d'où la puissance injectée dans chaque puce IGBT du convertisseur est telle que représentée par la figure 2-13. Dans le but de simplifier le traitement analytique de l'aspect thermique, la puissance dissipée dans chaque puce peut être assimilée à un signal rectangulaire paramétré par sa valeur maximale  $\hat{P}_{PUCE}$  et son rapport cyclique  $\beta$  tel que représenté dans la figure 2-16. Ces deux paramètres sont choisis d'une manière à avoir une puissance moyenne identique à la puissance moyenne réelle lors du fonctionnement MLI. Cependant, pour pouvoir corréliser l'échauffement produit par l'excitation rectangulaire à celui produit par un courant sinusoïdal, les deux formes d'excitation doivent aussi avoir la même valeur efficace. Les relations mises en jeu sont alors :

$$\langle P_{PUCE} \rangle = \beta \cdot \hat{P}_{PUCE} \quad \text{et} \quad P_{PUCE\text{-eff}} = \sqrt{\beta} \cdot \hat{P}_{PUCE}$$

Avec  $\langle P_{PUCE} \rangle = P_{\text{tot-IGBT}}$

En assimilant la forme de la puissance réelle  $P_{\text{tot-IGBT}}(\Theta)$  à une demi-sinusoïde, nous obtenons :

$$P_{PUCE\text{-eff}} \approx \frac{\hat{P}_{\text{tot-IGBT}}}{2} = \frac{\pi \cdot P_{\text{tot-IGBT}}}{2}$$

D'où le choix des paramètres de la puissance rectangulaire équivalente doit vérifier les équations suivantes :

$$\hat{P}_{PUCE} = \frac{\pi^2 \cdot P_{\text{tot-IGBT}}}{4} \quad \text{et} \quad \beta = \frac{4}{\pi^2} = 0.4$$

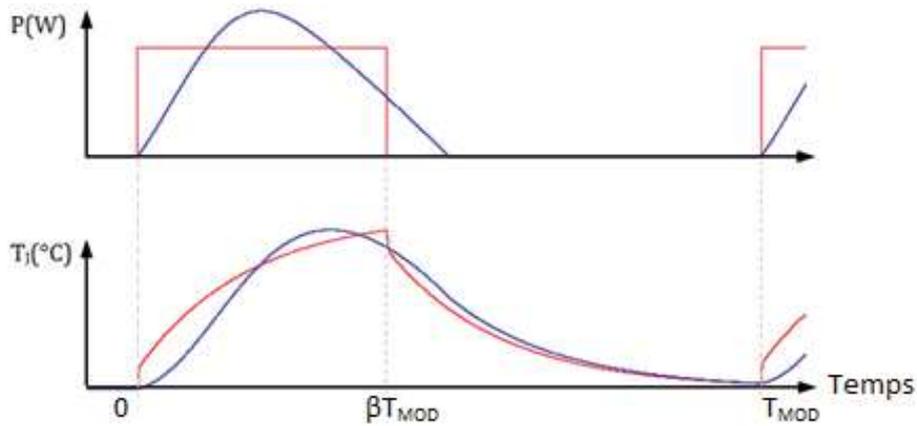


Figure 2-16 – Cyclage par puissance réelle et par sa forme simplifiée (rectangulaire)

Le schéma thermique équivalent (figure 2-15), montre également que la réponse du système dépend du rapport entre les constantes de temps du circuit équivalent et la durée d'injection de puissance. En effet, si la durée d'injection de puissance est supérieure à la plus grande constante de temps  $\tau_{THEQ}$ , l'amplitude du cycle thermique atteint sa valeur limite maximale (régime établi).

$$\Delta T_J = \sum R_{TH} \cdot \hat{P}_{PUCE}$$

De même, si la puissance injectée présente des durées d'impulsions plus petites que la constante de temps de la brasure  $\tau_{SOLD}$ , la réponse temporelle du système ne présente plus de cyclage thermique.

$$\Delta T_J = \sum R_{TH} \cdot \langle P_{PUCE} \rangle$$

Dans le cas où la périodicité de la puissance est comprise entre  $[\tau_{SOLD1}; \tau_{THEQ}]$ , la réponse temporelle du système à un signal périodique rectangulaire peut se décomposer en deux parties. La première dépend de l'impédance thermique de la brasure qui présente une constante de temps 100 fois inférieure à celle du reste du réseau  $R_{THEQ}$ ,  $C_{THEQ}$ . Ceci aura pour conséquence d'atteindre le régime établi de la première cellule  $R_{THSOLD1}$ ,  $C_{THSOLD1}$  instantanément après l'injection de puissance. Une première élévation de température peut alors être distinguée telle qu'illustrée sur la figure 2-17.

$$\Delta T_{J1} = R_{THSOLD1} \cdot \hat{P}_{PUCE}$$

Une fois que cet état soit atteint au bout de  $t_A$ , la deuxième cellule  $R_{THEQ}$ ,  $C_{THEQ}$  voit la puissance  $\hat{P}_{PUCE}$ .

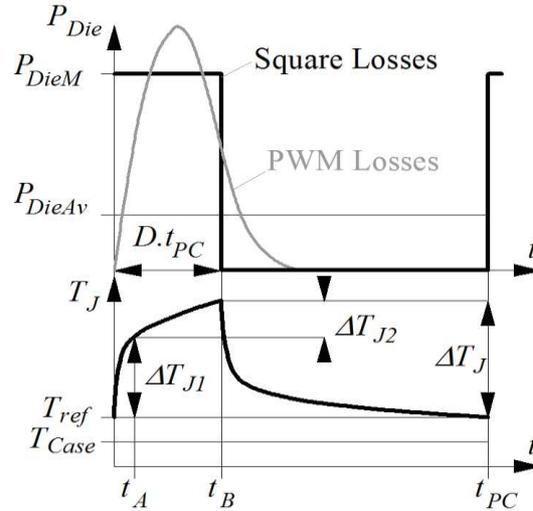


Figure 2-17 – Représentation simplifiée d'une excitation rectangulaire

Dès lors, après le chargement de la première cellule, le schéma thermique équivalent peut être assimilé au schéma suivant :

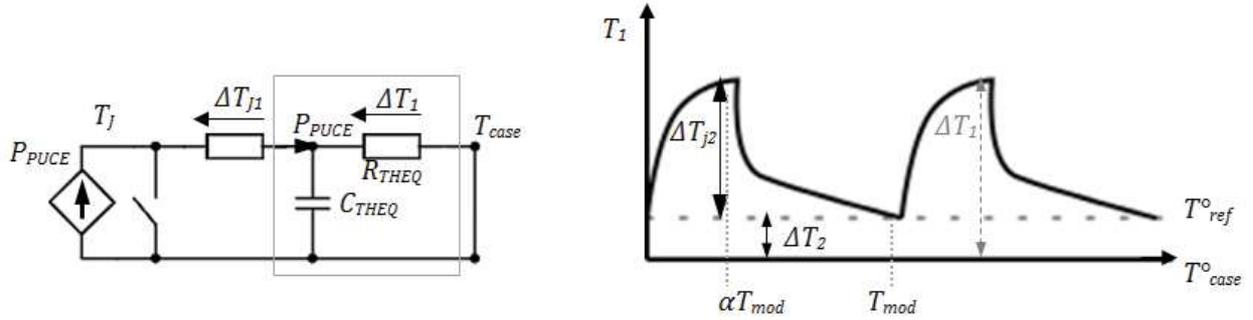


Figure 2-18 – Réponse temporelle à une excitation rectangulaire

En supposons que  $t_A \ll t_B$ , l'écart de température  $\Delta T_1$  part d'une valeur initiale à  $t_0$  de  $T_{ref}$ , qui n'est pas forcément égale à  $T_{case}$ , cela nous mène à poser les équations du système de la manière suivante :

Sur la phase d'injection de puissance, à  $t = 0$  :  $\Delta T_{J2}(0) = 0$ ,  $\Delta T_1(0) = T_{ref} - T_{case}$

$$P_{PUCE}(t) = C \cdot \frac{d\Delta T_1}{dt} + \frac{\Delta T_1}{R_{THEQ}}$$

La solution de cette équation différentielle est donnée par :

$$\Delta T_1(t) = (T_{ref} - T_{case} - R_{THEQ} \cdot \hat{P}_{PUCE}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_{THEQ}}} + R_{THEQ} \cdot P_{PUCE}$$

$$\Delta T_{J2}(t) = \Delta T_1(t) - \Delta T_2 = (T_{ref} - T_{case} - R_{THEQ} \cdot \hat{P}_{PUCE}) \left( e^{-\frac{t}{\tau_{THEQ}}} - 1 \right)$$

Avec  $\tau_{THEQ} = R_{THEQ} \cdot C_{THEQ}$ .

L'amplitude maximale de  $\Delta T_{J2}$  est atteinte à  $t = \beta \cdot T_{MOD}$ , la relation précédente devient :

$$\Delta T_{J2}(\beta \cdot T_{mod}) = (T_{ref} - T_{case} - R_{THEQ} \cdot \hat{P}_{PUCE}) \left( e^{-\frac{\beta}{F_m \cdot \tau_{THEQ}}} - 1 \right)$$

La variation totale que voit la jonction est alors :

$$\Delta T_J(t) = \Delta T_{J1} + \Delta T_{J2}(t)$$

$$\Delta T_J = R_{THSOLD1} \widehat{P}_{PUCE} + (T_{ref}^{\circ} - T_{case}^{\circ} - R_{THEQ} \cdot \widehat{P}_{PUCE}) \left( e^{-\frac{\beta}{F_m \cdot \tau_{THEQ}}} - 1 \right)$$

Nous pouvons ainsi définir les limites du cyclage thermique en fonction de la fréquence de modulation. A noter que l'équivalence signal rectangulaire - signal réel par modulation de courant, n'est vraie que pour :

- Un rapport cyclique  $\beta = 0.4$
- La même puissance moyenne.
- La même puissance efficace

Afin de confirmer l'expression analytique de l'amplitude du cyclage thermique en fonction de la fréquence de modulation, des essais expérimentaux dont le principe est illustré par la figure 2-19 ont été réalisés. Ils ont été effectués pour une puissance moyenne de 100W dans chaque puce du convertisseur qui, quant à lui, fonctionne dans son mode opératoire normale (onduleur MLI).

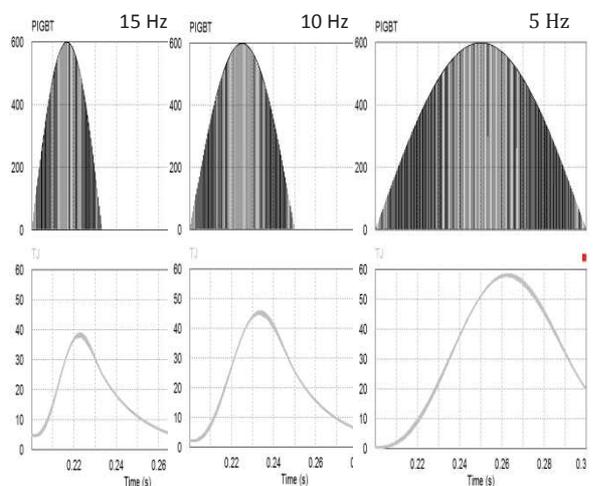
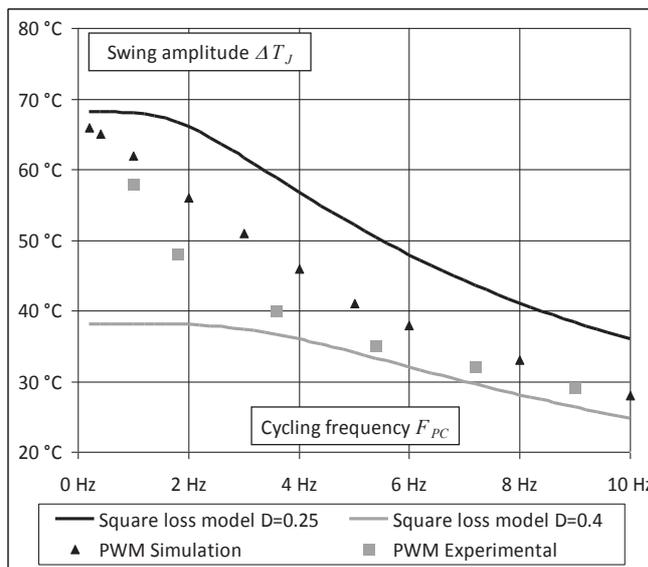
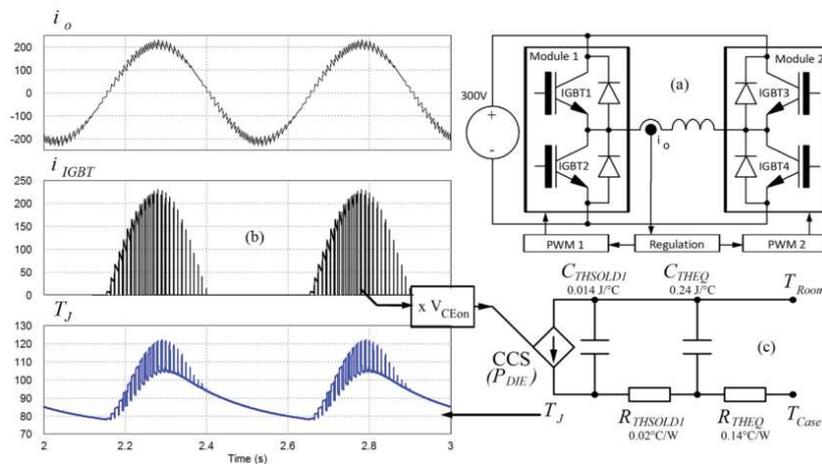


Figure 2-19 – Réponse thermique fréquentielle

Comme le montre le graphe de la figure 2.19, dans une gamme de fréquence comprise entre 2Hz et 10Hz, les amplitudes des cycles thermiques obtenues expérimentalement sont conformes à celles obtenues par calculs. En revanche, à faibles fréquences, les résultats théoriques atteignent un régime permanent et tendent vers une asymptote, tandis que les résultats expérimentaux ne présentent pas les mêmes réponses fréquentielles. Ceci peut se justifier par le fait que chaque module de puissance est constitué de deux puces IGBTs couplée thermiquement par le même DBC et la même semelle. De plus, la température de semelle qui est considérée constante dans l'expression analytique de  $\Delta T_j$  ne l'est plus pour les faibles fréquences.

Toutefois, l'objectif de notre étude qui porte sur les modes de vieillissement des modules de puissance par cyclage thermique est, de recréer d'une manière accélérée des formes et des amplitudes de cyclage présents dans les applications de traction électrique. La variation de température de jonction dans de telles applications peut atteindre les 60°C avec des cycles de l'ordre de quelques-unes à quelques dizaines de secondes pour des températures de semelles allant de 50°C à 80°C. Dans notre cas, la plage de test sera comprise entre  $\Delta T_j \in [30^\circ\text{C} ; 50^\circ\text{C}]$ . La figure 2.19 montre que cette gamme de température est facilement exploitable avec des fréquences de modulations comprises entre 1 et 10 Hz.

## 2.3 Mise en place du cyclage rapide

Une fois que l'intérêt porté par le cyclage rapide a été justifié, la commande implémentée dans le FPGA a dû être ajustée en vue d'avoir un fonctionnement continu.

Dans un premier temps, seule la partie logicielle a été modifiée afin de générer des cycles thermiques tels qu'illustrés dans la figure 2-19. A cette phase d'avancement, les protocoles de vieillissement appliqués aux puces IGBT étaient ajustés en mesurant la température des puces IGBTs par une caméra de thermographie infrarouge. En effet, vu le temps de réponse des capteurs de température à fibres optiques (25ms) et la fréquence d'échantillonnage maximale de 4 éch/s du système électronique associé, leur utilisation pour la mesure de température de jonction en régime dynamique (cyclage rapide) est dorénavant impossible.

La mesure de la température des puces IGBTs d'un module de puissance par thermographie infrarouge demande un conditionnement préalable. Cela nécessite le décapage du gel silicone recouvrant les puces. Aussi, l'émissivité de la face supérieure des modules de puissance devant être proche de l'unité pour une mesure précise, la métallisation aluminium de la face supérieure (émetteur) doit être couverte d'une fine couche de peinture de haute émissivité (peinture acrylique haute température,  $\epsilon \approx 0,95$ ).

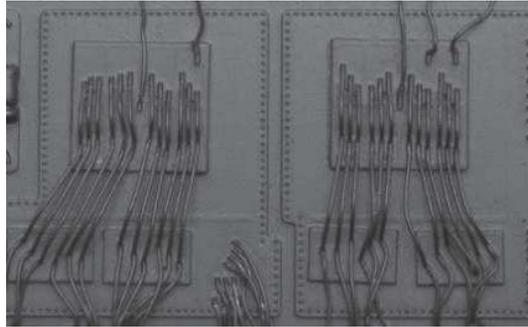


Figure 2-20 – Module peint pour mesure thermographique

Bien que les amplitudes des cycles thermiques sont fonctions de plusieurs paramètres, tels que le courant, la fréquence de découpage et la fréquence de modulation qui déterminera quant à elle, la fréquence de cyclage, cette dernière est maintenue constante à 2Hz dans la plupart de nos tests de vieillissement, et l'amplitude des cycles thermiques est alors fonction des pertes dissipées dans les puces IGBT [cf. 2-2-2].

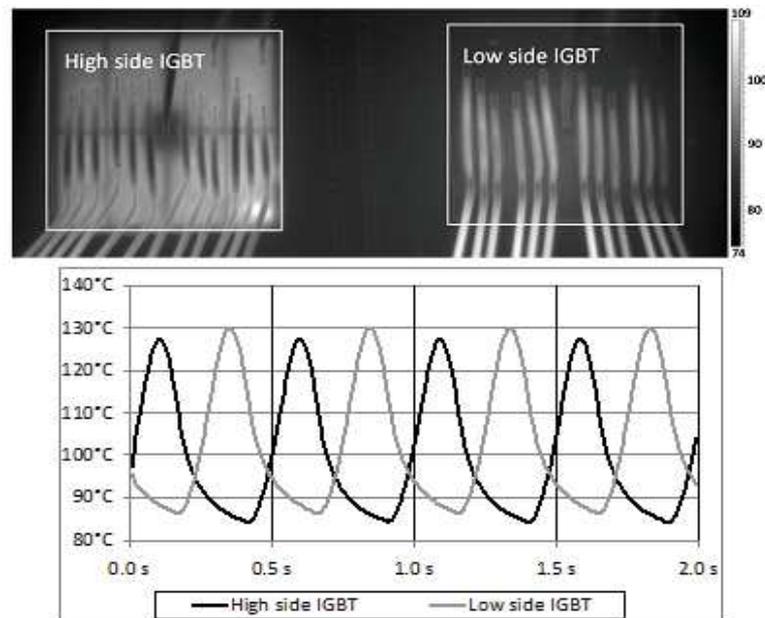


Figure 2-21 – Mesure de cyclage thermique par camera IR

La figure 2-21 présente les variations de température aux niveaux des deux puces d'un des bras d'onduleur enregistrée à l'aide de la camera de thermographie infrarouge FLIR SC6x5. Ces ondulations de température sont obtenues pour un courant de charge  $\hat{I}_{Lc} = 200A$  et une fréquence de découpage  $F_d = 13kHz$ . La fréquence de modulation du courant est fixée à  $F_{MOD} = 2 Hz$  et la température de semelle  $T_{semelle} = 80^\circ C$ . Comme le montre la même figure, le cyclage thermique ainsi généré présente un  $\Delta T_j$  de  $40^\circ C$  pour une température de référence comprise entre  $85^\circ C$  et  $88^\circ C$  selon l'emplacement de la puce par rapport au système de refroidissement.

Pour ce type de cyclage, la caméra de thermographie infrarouge doit avoir des caractéristiques compatibles avec la dynamique du cyclage thermique afin de ne pas fausser les mesures. Dans notre cas, la camera IR utilise un capteur à bolomètre dont la constante

de temps est de l'ordre de 10ms. Avec l'éventuel effet de la couche de peinture déposée sur la face supérieure du module, ces éléments peuvent atténuer légèrement l'amplitude de température mesurée pour les fréquences de modulation élevées (> 10Hz). Plus gênant, les fils de bonding visibles par le champ de vision de la camera masquent fortement la vision de la vraie température de la puce. Nous pouvons ainsi conclure que l'amplitude des cycles mesurés par thermographie est atténuée par ces différents éléments et ne représente pas l'amplitude réelle des cycles thermiques appliqués aux puces IGBTs.

Dans ce qui suit, nous présenterons un système de mesure et de caractérisation automatique permettant à la fois de suivre les évolutions du point de référence  $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$ , qui est notre indicateur de vieillissement, et de mesurer la température de jonction de manière dynamique lors du fonctionnement afin de suivre l'amplitude de cyclage et de pouvoir la contrôler selon le protocole de vieillissement choisi en agissant sur les paramètres électriques de fonctionnement.

## 2.4 Caractérisation et mesures automatiques

Comme évoqué précédemment, notre système de supervision, doit effectuer périodiquement des mesures de la tension  $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$  afin de détecter toute dégradation susceptible d'apparaître sur la face supérieur d'un module de puissance, et ce sans l'intervention d'un opérateur.

Pour réaliser une telle mesure, le processus de cyclage est très brièvement interrompu. Une stratégie de caractérisation a été mise en place pour éviter d'attendre le régime d'équilibre thermique de la jonction à  $125^{\circ}C$  qui nécessiterait un temps trop important en raison des constantes de temps importantes de l'assemblage de puissance et du dissipateur thermique. De même, l'injection du courant continu de 100A dans une puce IGBT nécessite la déconnexion du convertisseur de son alimentation principale 300V et la connexion d'une source de faible tension – fort courant, a été remplacé par un processus de caractérisation automatique utilisant les IGBT en test en mode hacheur.

Le système de monitoring a été conçu d'une manière à réaliser des mesures rapides de nombreux triplets des valeurs  $V_{CEsat}(I_C, T_{Jx})$  encadrant le point visé  $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$ . La valeur finale retenue étant ensuite obtenue par interpolation/extrapolation linéaire à partir de ces mesures.

Les températures de jonction sont obtenues par mesure indirecte. Cette technique de mesure consiste à maintenir l'IGBT à son état passant et d'y injecter un faible courant. Dans ces conditions, la tension  $V_{CE}$  est la tension de seuil de la jonction PN de la puce IGBT, paramètre thermosensible utilisé ici pour déterminer la température de jonction [Scheuermann 09].

## 2.4.1 Principe de la caractérisation automatique

L'indicateur de vieillissement sur lequel est basé notre système de suivi automatique est la chute de tension à l'état passant  $V_{CEsat}$  d'un IGBT. Or, celle-ci présente les caractéristiques données par la figure 2-22. Il est alors indispensable que son suivi soit effectué dans des conditions reproductibles.

Lors du cyclage thermique, les bancs de tests fonctionnent en mode onduleur à modulation de largeur d'impulsion MLI, les puces IGBTs sont alors en commutation permanente. Cela implique l'instabilité des niveaux de tensions fournies par les drivers, et par conséquent, la tension de polarisation Grille-Emetteur  $V_{GE}$  à l'état conducteur peut fluctuer entre 13V et 15V. Ceci peut alors entraîner de petites fluctuations de la chute de tension  $V_{CE}$  du même ordre de grandeur que les variations de que nous cherchons à détecter.

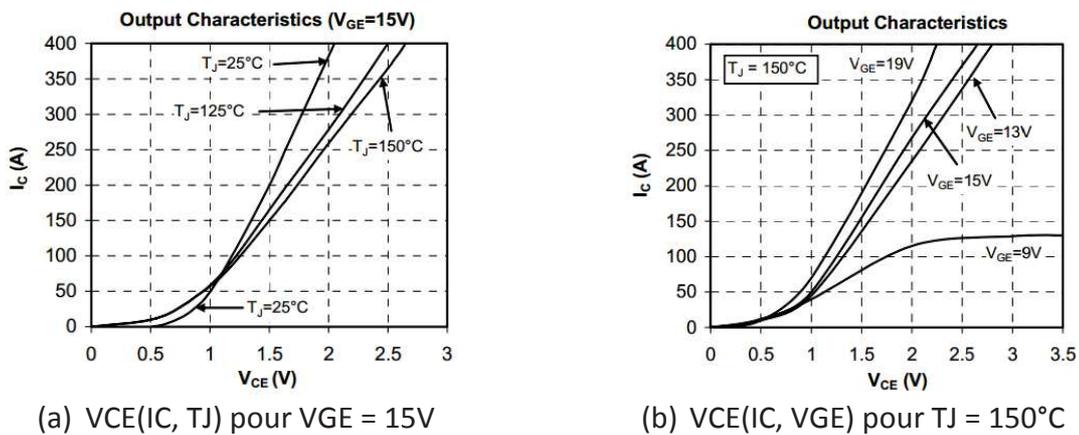


Figure 2-22 – Caractéristiques de conduction d'un IGBT [MICROSEMI APTGT200A60T3AG]

Pour aboutir à notre objectif, des intervalles de quelques millisecondes sont insérés durant lesquels, le cyclage thermique par la modulation de courant est interrompu et remplacé par le fonctionnement en hacheur régulé en courant de deux IGBTs opposés, avec l'IGBT à caractériser maintenu à l'état ON. L'autre IGBT se voit fonctionner en commutation afin d'assurer la régulation de courant autour d'une consigne de 100A dans notre cas.

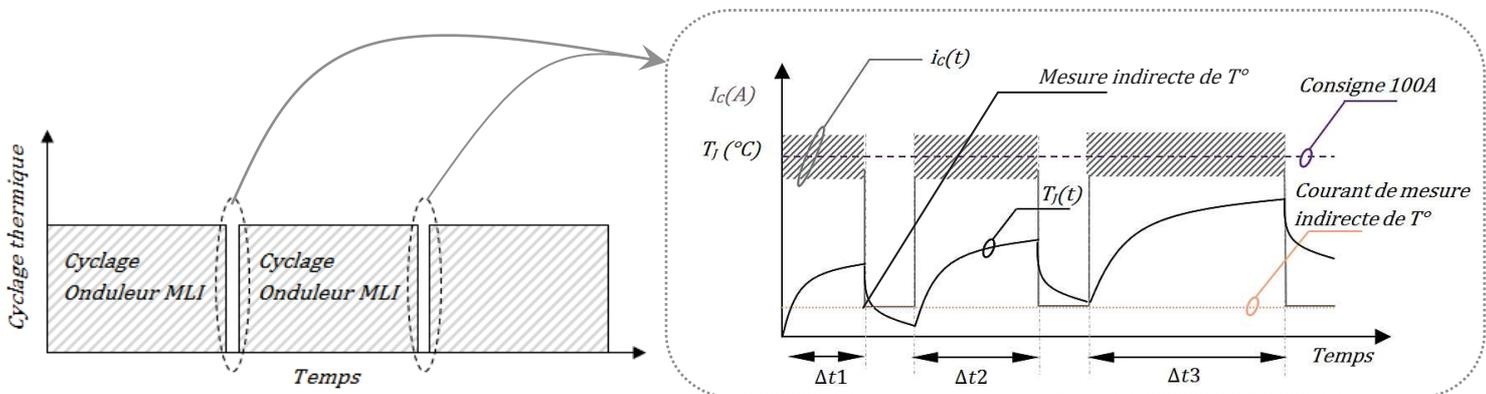


Figure 2-23 – Phases de caractérisation

Prenons l'exemple où l'IGBT1 doit être caractérisé, sa tension  $V_{GE}$  est alors maintenue à +15V, l'état conducteur est donc imposé à celui-ci. L'IGBT diagonal (l'IGBT4 dans ce cas de figure) assure le découpage. La commande associée à ce mode de fonctionnement permet d'avoir un courant dans la charge inductive évoluant autour d'une centaine d'ampère à l'aide d'un control en fourchette, pendant une durée  $\Delta t_1$ . Cette durée est de l'ordre de quelques dizaines de millisecondes de façon à produire une élévation de température de jonction de quelques dizaines de degrés, compte-tenu des constantes de temps thermiques de l'assemblage. A l'issu de cette première phase, une mesure indirecte de température de jonction est effectuée.

La caractéristique de conduction d'un IGBT [cf. figure 2-22a] montre que la relation entre le courant et la tension au voisinage de 100A est linéaire. Compte tenu de cette linéarité, chaque caractérisation se décompose en deux étapes dans l'ordre suivant :

➤ Pendant le fonctionnement en mode hacheur et sur quelques périodes de découpage, est réalisée l'acquisition d'une famille de valeurs  $V_{CE}(I_C)$  autour de 100A. Bien que l'échantillonnage du courant servant à la régulation de celui-ci s'effectue à une cadence de 20kHz, la période de découpage quant à elle, est de l'ordre de 250 à 300 $\mu$ s. Vu les constantes de temps thermiques mises en jeu, la variation de température de jonction due à quelques périodes de découpage est négligeable [cf. figure 1-25], ce qui permet d'affecter cette famille de valeurs de  $V_{CE}(I_C)$  à une seule température.

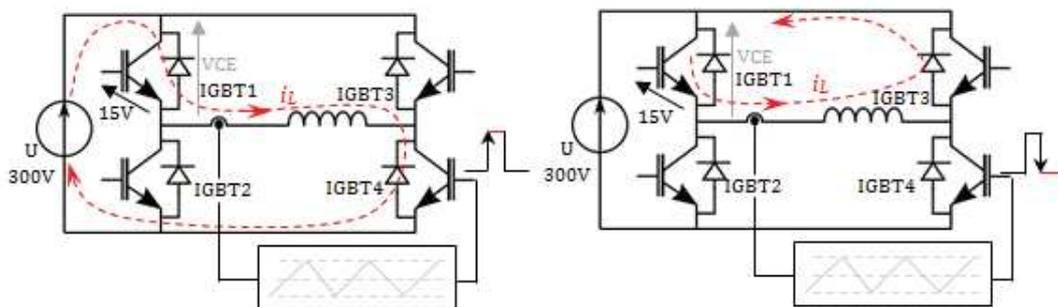


Figure 2-24 – Phase de conduction et phase de roue libre en fonctionnement hacheur (IGBT1 à caractériser)

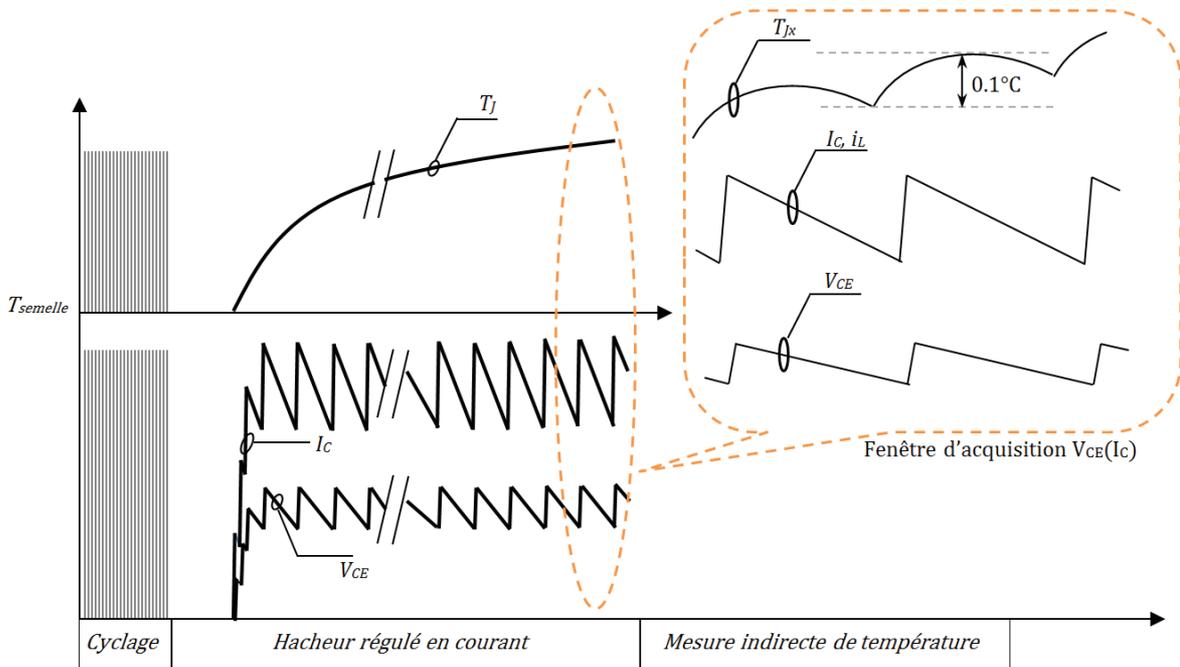


Figure 2-25 – Caractérisation par injection de courant régulé

➤ La dernière étape consiste à annuler le courant hacheur dans l'IGBT à caractériser, et lui injecter un faible courant en vue de réaliser la mesure indirecte de température.

Une fois que ces étapes sont achevées, une première caractéristique  $V_{CE}(I_C, T_{J1})$  peut être obtenue. En répétant les mêmes opérations, avec des temps d'échauffement différents  $\Delta t_1 < \Delta t_2 < \Delta t_3$  [cf. figure 2-23], nous obtenons ainsi conformément à la figure 22-2a un réseau de caractéristiques  $V_{CE}(I_C)$  pour plusieurs températures de jonction.

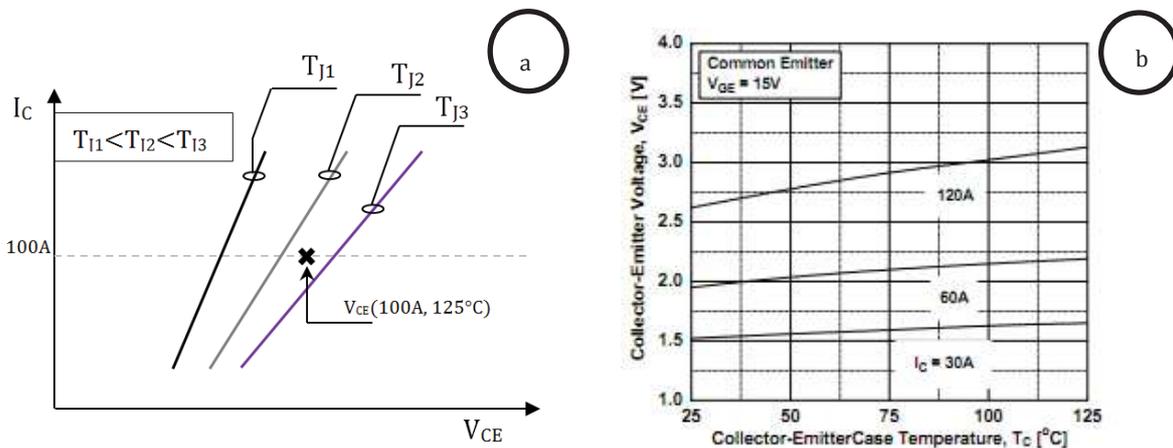
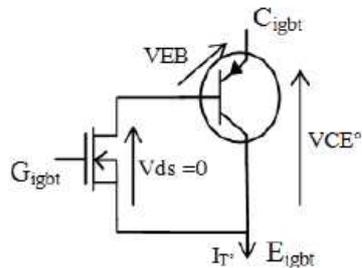


Figure 2-26 – Principe de la caractérisation automatique

Le point de référence  $V_{CEsat}(100A, 125^\circ C)$  est obtenu par la suite par interpolation linéaire. La caractéristique  $V_{CE}(T^\circ)$  pour un courant donné telle que présentée sur la figure 2-26b, montre bien qu'autour d'une valeur donnée de courant-collecteur  $I_C$ , la chute de tension  $V_{CE}$  évolue linéairement avec la température.

Les différents aspects liés à cette méthode de caractérisation ainsi que les différentes caractéristiques que présente une puce IGBT évoquent bien le besoin de mesurer la

température de jonction. La mesure indirecte de température est alors la seule méthode qui permet de mesurer la température de jonction sans aucune modification supplémentaire sur les boîtiers des modules de puissance.



$$V_{CE}^o(T) = \ln\left(\frac{I_T^o - I_S(T)}{I_S(T)}\right) \cdot \frac{K \cdot T}{q}$$

$$I_S(T) = A \cdot T^m \cdot \left(e^{\frac{-E_{g0}}{K \cdot T}}\right)$$

Figure 2-27 – Schéma équivalent simplifié d'un IGBT à faible courant

Avec :

- $I_S$  : Courant de saturation
- $q$  : Charge d'un électron
- $K$  : Constante de Boltzmann
- $E_{g0}$  : GAP du semi-conducteur
- $m$  : Constante qui dépend du matériau semi-conducteur ( $\approx 1.5$  pour le Si)
- $T$  : Température absolue de jonction
- $A$  : constante qui dépend du dopage

Pour établir la relation  $V_{CE}^o(T)$ , un étalonnage préalable au test de vieillissement est effectué. Cette opération nécessite de porter le composant à des température connues par chauffage externe en y faisant circuler un courant de quelques dizaines à quelques centaines de milliampères (100mA dans notre cas). Ainsi, à l'aide de la courbe de calibration obtenue, il est possible d'extraire la température de jonction à partir des tensions  $V_{CE}^o$  mesurées.

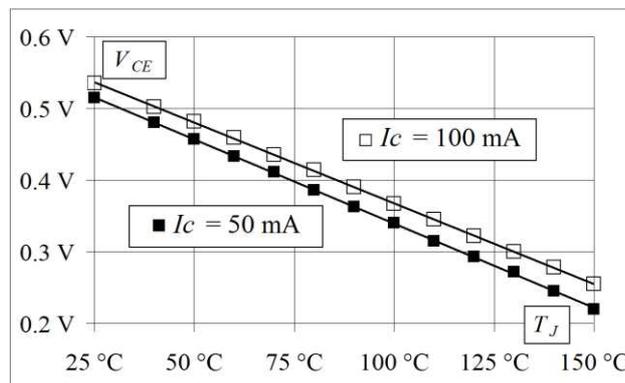


Figure 2-28 – Caractéristique électrothermique d'une puce IGBT

Dans notre cas, la mesure indirecte de température doit être effectuée pour déterminer la température de jonction lors de la phase d'acquisition de  $V_{CE}(I_c)$  lors du fonctionnement en mode hacheur régulé en courant. Cela implique alors d'annuler le fort courant ( $\approx 100$ A) dans l'IGBT à caractériser et d'y injecter le courant permettant la mesure indirecte de température (100mA).

Le premier défi lié à cette mesure réside dans le fait que la jonction présente une constante de temps thermique de l'ordre de  $50\mu\text{s}$ . La mesure indirecte de température doit donc être effectuée avant que la température de jonction ait le temps de chuter. De même, le convertisseur, dans sa structure de base, ne permet l'extinction du courant dans l'IGBT qu'en imposant la phase de roue libre entre l'IGBT à caractériser maintenue à l'état ON et la diode du bras opposé.

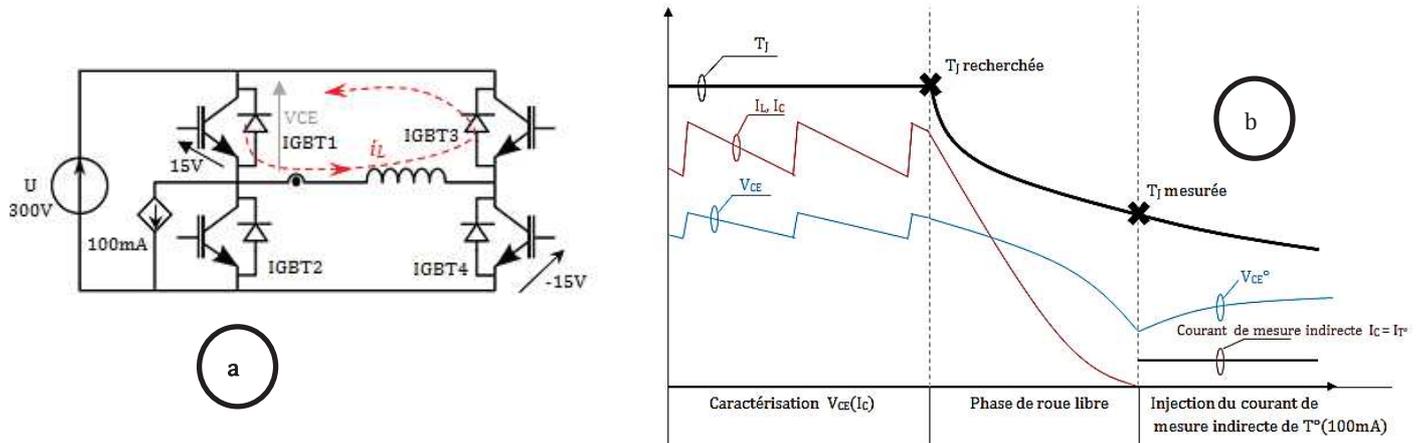


Figure 2-29 – Extinction du courant par roue libre

Dans ce cas de figure, la mesure de température ne peut se faire qu'après l'extinction du fort courant dans la bobine de  $10\mu\text{H}$ . En supposons que les semi-conducteurs formant la maille de roue libre présentent une chute de tension totale de l'ordre de  $3\text{V}$  ( $V_{\text{CE}} + V_{\text{D}}$ ), la vitesse de décroissance du courant vaut  $-3\text{V}/10\mu\text{H} = -0,3\text{ A}/\mu\text{s}$ .

Comme illustré sur les figures 2-23 et 2-25, à l'instant qui précède la mesure indirecte de température, le courant dans la bobine est autour de  $100\text{A}$ , cela nécessitera alors un délai de  $350\mu\text{s}$  avant de pouvoir injecter le courant de mesure indirecte. De plus, les chutes de tension dans les semi-conducteurs diminuant avec le courant, la durée totale d'annulation du courant est de l'ordre de  $500\mu\text{s}$ .

En se référant au schéma thermique équivalent de la figure 2-14, nous pouvons conclure qu'après  $500\mu\text{s}$ , la jonction qui représente le point le plus chaud de l'assemblage lors de l'injection du courant hacheur se met à suivre l'état thermique du reste de l'assemblage. Ce qui implique la perte de l'information initiale de la température de jonction [cf. figure 2-29b].

Afin de mesurer la température de jonction sans avoir besoin d'attendre l'extinction du courant hacheur dans la bobine de charge et l'IGBT concerné, une modification peut être apportée sur la structure du convertisseur. Cette modification a pour rôle de faire dévier le courant hacheur dans une autre maille de roue libre et d'isoler l'IGBT à caractériser du reste du circuit de puissance. Pour ce faire, des composants supplémentaires ont été rajoutés. Des IGBTs formant un interrupteur bidirectionnel sont montés en parallèle avec la bobine inter-bras pour assurer l'extinction du courant par roue libre et un interrupteur bidirectionnel à base de transistors MOSFETs basse tension à très faible  $R_{\text{DS(on)}}$  est mis en série avec la

bobine pour déconnecter l'inductance de charge du reste du circuit lors de la mesure indirecte de température. Dans cette nouvelle configuration, le circuit de puissance est tel que présenté dans la figure 2-30.

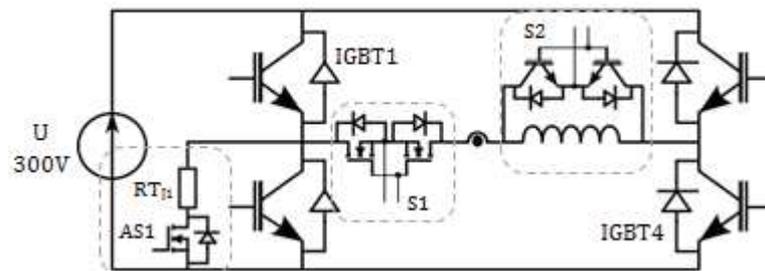


Figure 2-30 – Nouvelle configuration de puissance

A l'aide de ce circuit auxiliaire à l'extinction du fort courant (100A), le délai entre l'acquisition de la caractéristique  $V_{CE}(I_C)$  lors du fonctionnement hacheur et la mesure indirecte de température est alors limité au temps de commutation des interrupteurs semi-conducteurs S1 et S2 (de l'ordre de quelques centaines de nanosecondes). La source de courant de 100mA permettant la mesure indirecte de température est réalisée très simplement par une résistance en série avec un interrupteur commandé (MOSFET) en utilisant l'alimentation de puissance principale de 300V.

La séquence de commande permettant d'effectuer la caractérisation  $V_{CE}(I_C)$  suivie d'une mesure indirecte de température est donnée par la figure 2-31.

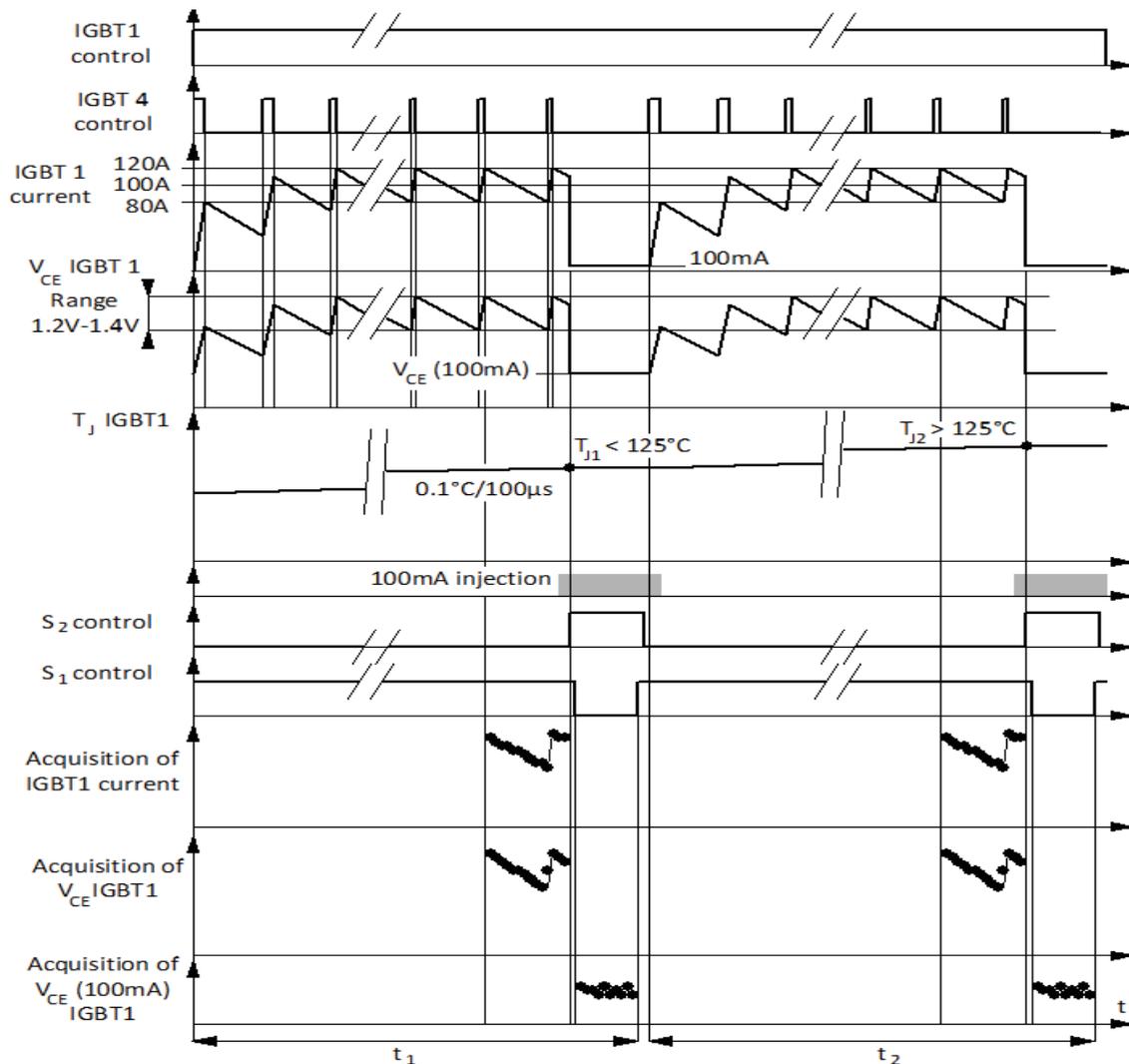


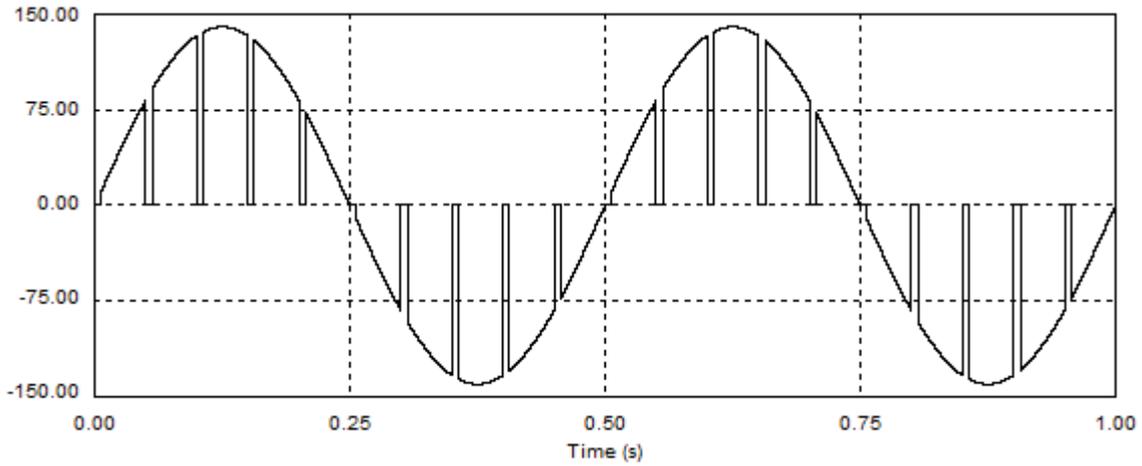
Figure 2-31 – Séquence de commande d’une phase de caractérisation complète

## 2.4.2 Mesure dynamique indirecte de la température de jonction pendant le cyclage

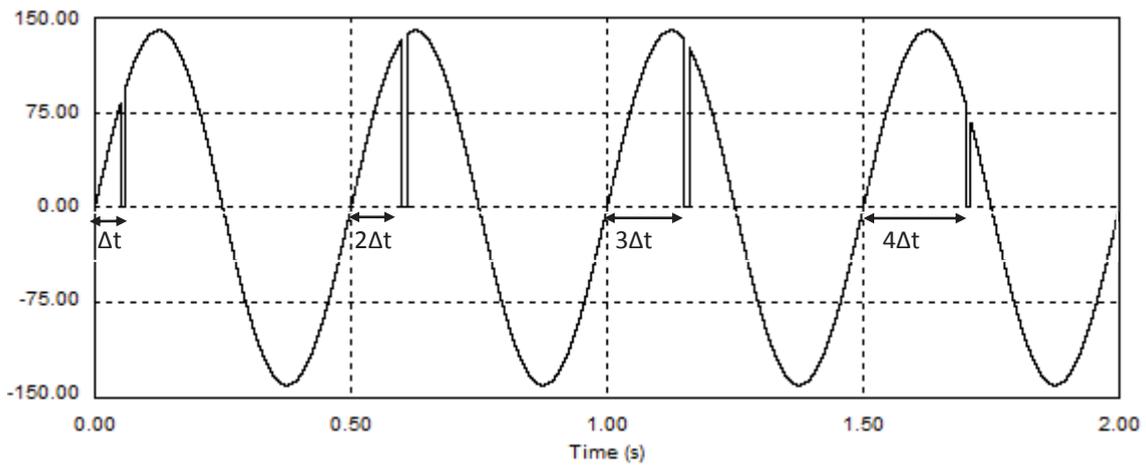
La mesure dynamique de température utilise également le principe de la méthode indirecte via  $V_{CE}^\circ(100\text{mA})$ . Il s'agit ici de reconstruire le profil de température de jonction pendant le cyclage. Des interruptions régulièrement espacées sont introduites pendant le cyclage. Elles utilisent à nouveau l'ensemble  $S_1, S_2$  [cf. figure 2-30] qui est activé pendant des intervalles de temps très courts. Ces interruptions de  $100\mu\text{s}$  sont a priori trop brèves pour induire une variation sensible de la température de jonction et pour provoquer une modification du cyclage. A chaque interruption, on active le générateur de courant (100mA) de l'IGBT concerné et on acquiert une dizaine de valeurs  $V_{CE}^\circ(100\text{mA})$ . A l'aide de la caractéristique de l'IGBT  $V_{CE}^\circ(T)_{100\text{mA}}$ , on reconstitue ensuite le profil de température.

La reconstitution d'un cycle thermique peut se faire soit en insérant les phases de mesure de  $V_{CE}^\circ(100\text{mA})$  sur une seule période de modulation, soit en effectuant des mesures de  $V_{CE}^\circ(100\text{mA})$  sur plusieurs périodes de modulation décalées d'une durée de  $\Delta t$  par rapport à

une référence (passage du courant par zéro dans notre cas). La figure 2-32, montre le principe de ces deux possibilités.



(a) Mesure dynamique par échantillonnage direct



(b) Mesure dynamique par sous-échantillonnage

Figure 2-32 – Phase de mesure dynamique indirecte de température de jonction

Lors de chaque interruption, une mesure de  $V_{CE}^{\circ}(100\text{mA})$  est effectuée. Les points  $V_{CE}^{\circ}(100\text{mA})$  obtenus sont alors tels qu'illustrés sur la figure 2-33.

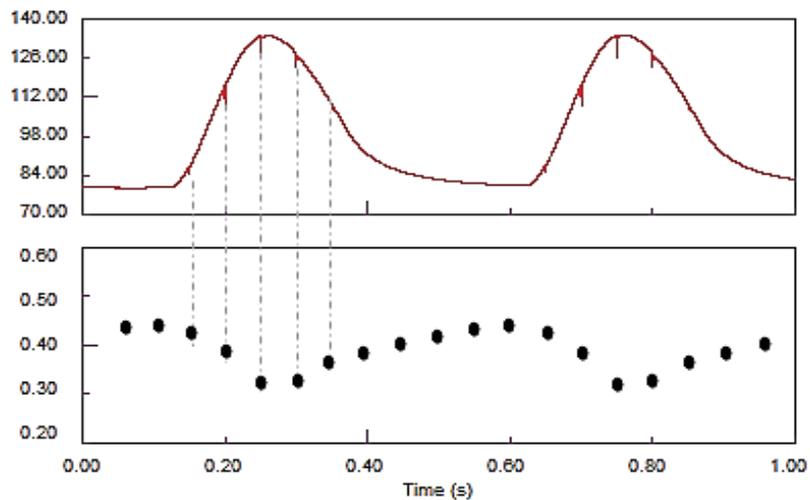


Figure 2-33 – Correspondance  $T_J / V_{CE}(100\text{mA})$  en mesure dynamique

L'ensemble des fonctionnalités est donc basé sur la mesure de  $V_{CE}$ . L'instrumentation nécessaire à cette mesure doit donc répondre à différents critères de précision et de rapidité. En effet, lors du suivi de  $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$  pendant le vieillissement, le système doit être en mesure de détecter les faibles évolutions de  $V_{CE}$ . Une augmentation de  $V_{CE}$  de 3% par rapport à sa valeur initiale avant vieillissement correspond à un état critique où un quart des fils de bonding peut être décollé [Smet 10]. Le dispositif de mesure doit donc être capable de suivre la tension  $V_{CE}$  lors du fonctionnement hacheur permettant de relever les caractéristiques  $V_{CE}(I_C)$  en temps réel comme le montre la figure 2-25, il doit également avoir une précision de l'ordre du millivolt pour pouvoir effectuer des mesures indirectes de température basée sur la mesure du paramètre thermo-dépendant  $V_{CE}^{\circ}(T)_{100mA}$  qui présente une sensibilité de l'ordre de  $-2mV/^{\circ}C$  [cf. figure 2-28].

### 2.4.3 Chaîne de mesure et d'acquisition

Nous avons vu précédemment que les bancs de test sont composés chacun d'un onduleur monophasé. Cela nous impose de réaliser un dispositif capable de suivre l'évolution de  $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$  des quatre puces IGBT, chacune indépendamment des autres. Dans ce contexte, chaque puce doit posséder alors son propre circuit de mesure de  $V_{CE}$ . De même, les sources de courant permettant la mesure indirecte de température, doivent être commandées individuellement.

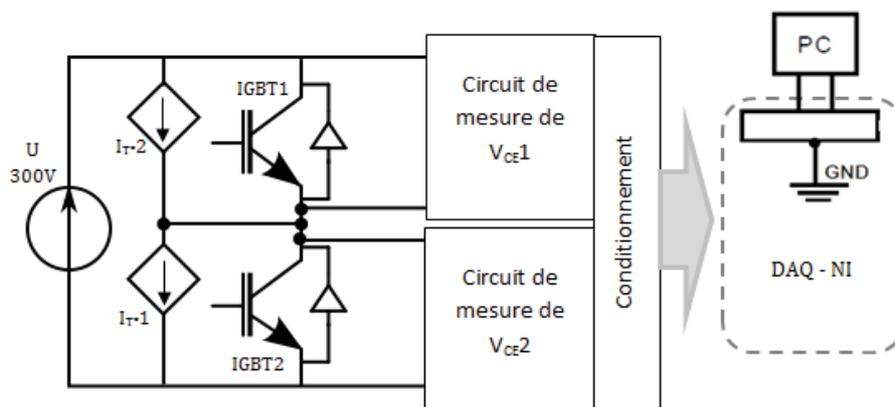


Figure 2-34 – Synoptique de la chaîne de mesure pour un bras d'onduleur

Par symétrie, la chaîne instrumentale est identique pour les deux bras d'onduleur. Nous allons dans ce qui suit, présenter les différents aspects liés à la réalisation du système de mesure.

#### 2.4.3.1 Mesure de $V_{CE}$

Comme le montre la figure 2-34, les différents éléments du circuit de puissance présentent des niveaux de tensions flottants. Les mesures différentielles de  $V_{CE}$ , ne répondront que très difficilement au critère de précision précédemment défini (quelques mV) en raison de la tension de mode commun qui est de l'ordre de 300V (tension d'alimentation).

Notre choix s'est donc basé sur la transmission des signaux d'un niveau flottant vers des signaux référencés à la masse par décalage de niveau sur une tension maximale de 300V par l'utilisation d'un circuit d'un convertisseur tension/courant. De plus, les IGBTs présentent à leurs bornes, selon leur état bloqué ou conducteur, deux niveaux de tension très différents. A l'état ON la tension  $V_{CEsat}$  est de l'ordre de 1,3V. A l'état OFF la tension  $V_{CE}$  est de +300V. Ceci implique l'introduction d'un circuit écrêteur rapide entre l'IGBT et le convertisseur tension/courant afin de limiter la tension vue par le convertisseur V/I quand l'IGBT est bloqué.

### A. Circuit d'écrêtage

Le convertisseur V/I comme nous allons le voir plus loin, est constitué d'un montage à base d'amplificateur opérationnel ayant à son entrée la tension  $V_{CE}$ . Celle-ci pouvant atteindre 300V il est nécessaire de la limiter à des valeurs qui n'endommageront pas la chaîne de mesure en aval. De même, pour assurer une bonne dynamique du convertisseur V/I, l'amplificateur opérationnel doit rester dans sa zone de fonctionnement linéaire quelle que soit la valeur de la tension  $V_{CE}$ .

Le circuit d'écrêtage est représenté à la figure 2-35. Selon la phase dans laquelle se trouve l'IGBT, OFF ou ON, ce montage permet d'avoir respectivement à sa sortie soit la tension de polarisation  $V_G$  ou bien la tension Drain-réf  $V_{DR}$ . La cellule d'écrêtage associée à un IGBT du côté bas est représentée ici.

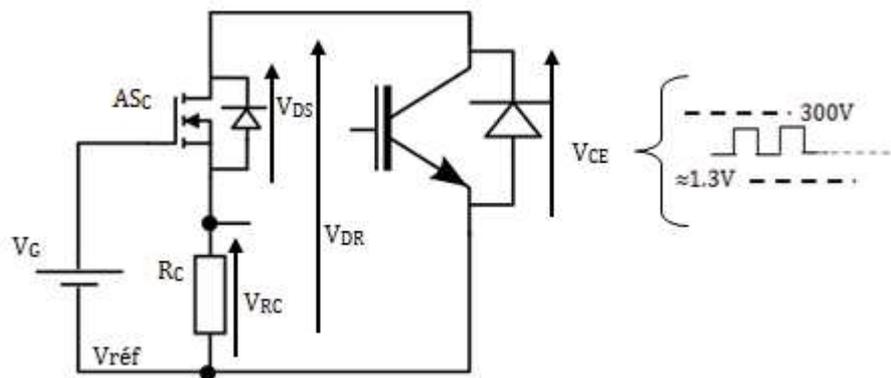


Figure 2-35 – Circuit écrêteur

Selon la valeur que prend la tension  $V_{DR}$  ( $V_{DR} = V_{CE}$ ), la tension de sortie  $V_{RC}$  peut prendre deux niveaux de tension qui dépendent de la zone de fonctionnement dans laquelle se trouve le transistor MOS  $AS_C$ .

- Si  $V_{CE} \approx 1.3V$  (IGBT ON)  
 $V_{CE} < V_{GS} - V_{TH} \rightarrow$  Le transistor MOS  $AS_C$  est en mode linéaire (ohmique), par conséquent  $V_{DS} \approx 0$  et  $V_{RC} = V_{CEsat}$
- Si  $V_{CE} = 300V$   
 $V_{CE} > V_{GS} - V_{TH} \rightarrow$  Le transistor MOS  $AS_C$  est en mode saturé, le circuit fonctionne alors en mode suiveur de tension  $V_{RC} = V_G - V_{TH}$

Le MOS que l'on va utiliser, devra donc avoir une tension de claquage supérieure à  $V_{CEmax}$ . Pour réduire les temps de réponse, les transistors doivent présenter de faibles capacités d'entrée et de sortie.

La figure 2-36 donne le résultat obtenu par simulation de la réponse que présente le circuit d'écrêtage pour une tension  $V_{DR}$  d'une forme quelconque faisant intervenir les deux modes de fonctionnement du MOS.

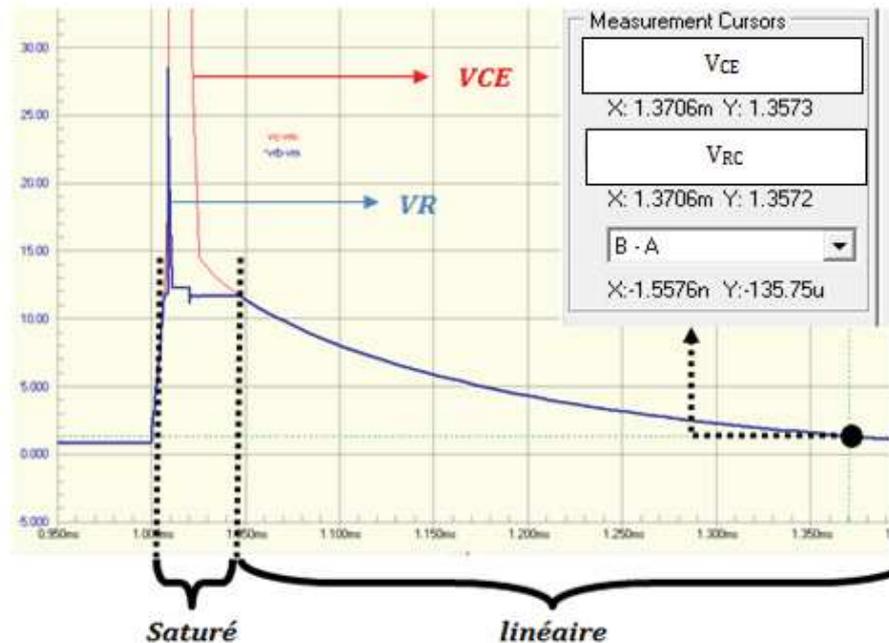


Figure 2-36 – Simulation (PROTEL 99SE - PSpice) pour  $V_G = 15V$ ,  $R_C = 10k\Omega$

Nous disposons ainsi d'une tension  $V_{RC}$  comprise entre  $V_{CEsat}$  et  $V_G - V_{TH}$ . Celle-ci, comme évoqué précédemment, est convertie en courant en vue de réaliser un décalage de niveau permettant d'avoir un signal référencé à la masse compatible avec la chaîne d'acquisition (DAQ+PC).

## B. Convertisseur tension/courant V/I

Ce dispositif a pour rôle de convertir la tension en sortie du circuit écrêteur en courant proportionnel à la tension  $V_{CE}$  afin de transmettre l'information vers le système d'acquisition par un circuit de décalage de niveau pour assurer un bon taux de réjection de mode commun et une bonne immunité au bruit. La masse du circuit de mesure (carte d'acquisition dans le PC, masse reliée à la terre de protection) est considéré comme niveau zéro de référence. Les bornes + et - du bus continu 300V sont aux potentiels de +150V et -150V (alimentation flottante).

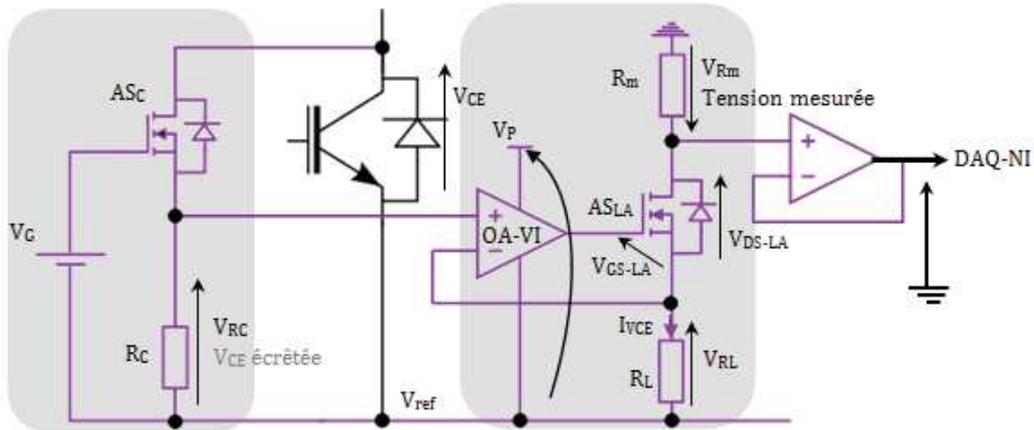


Figure 2-37 – Chaîne de mesure de  $V_{CE}$  (écrêteur + convertisseur V/I)

L'amplificateur opérationnel OA-VI est utilisé en régime linéaire, la contre réaction va donc imposer l'égalité des potentiels  $v^+$  et  $v^-$ . Par conséquent, si le fonctionnement de l'AOP est maintenu dans le régime linéaire, la tension aux bornes de  $R_L$  sera égale à  $V_{RC}$  et le courant  $I_{VCE}$  qui circulera dans la branche  $R_m$ ,  $AS_{LA}$  et  $R_L$  sera alors égal à  $\frac{V_{RL}}{R_L}$  avec  $V_{RL} = V_{RC} = V_{CE-écrêté}$ . Cela est valable tant que la sortie de l'AOP n'atteint pas sa valeur de saturation pour laquelle le courant  $I_{VCE}$  ne dépend que de la caractéristique que présente le transistor  $AS_{LA}$ .

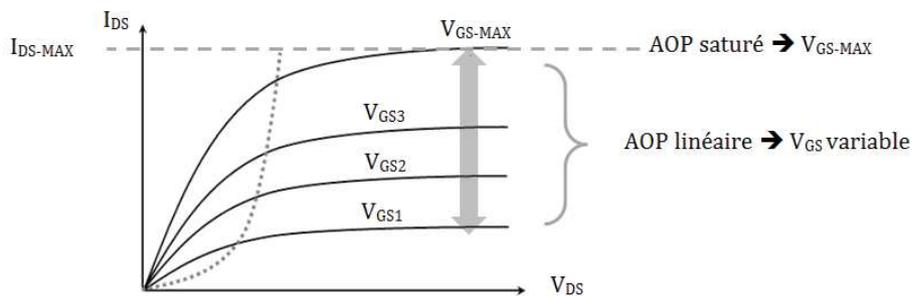
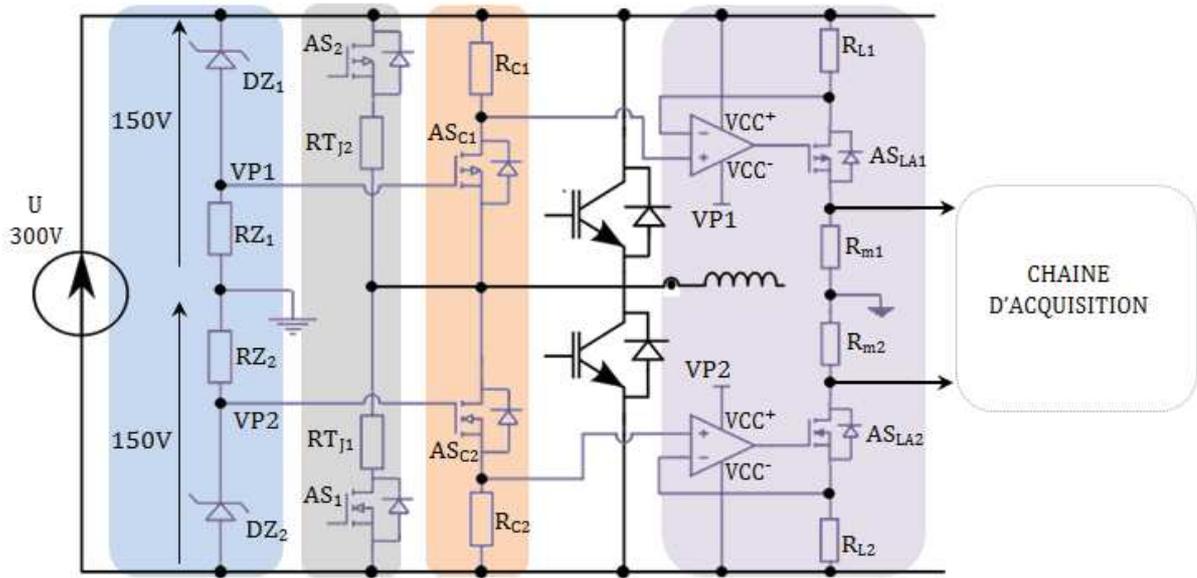


Figure 2-38 – Caractéristiques d'un MOS

Pour éviter que l'AOP ne passe en régime saturé, celui-ci est polarisé par le même potentiel que la grille du transistor  $AS_C$  ( $V_P = V_G$ ). Dans ces conditions de fonctionnement, la valeur maximale que peut avoir la tension d'entrée de l'AOP est  $V_{RC} = V_G - V_{TH}$ , d'où si l'AOP est polarisé avec une tension  $V_P = V_G$ , son entrée est alors forcément inférieure à la tension de saturation.

Le circuit évoqué précédemment concernant l'IGBT du bas, le point  $V_{réf}$ , référence sur le circuit de puissance, correspond à la borne négative de l'alimentation de puissance. Afin d'assurer une circulation du courant dans le sens souhaité ( $I_{DS} = I_{VCE}$ ) > 0, il faut que la masse du circuit de mesure soit à un potentiel plus grand que le potentiel  $V_{réf}$ . Afin d'équilibrer les potentiels du circuit de puissance par rapport à la masse du circuit de mesure, nous avons inséré un circuit d'équilibrage à l'aide de deux résistances et deux diodes Zeners. Les bornes + et - du bus continu seront ainsi aux potentiels de +150V et -150V par rapport à la référence 0V de la carte d'acquisition (potentiel relié à la terre par le câble d'alimentation du PC). Ce circuit permettra également de fournir les tensions nécessaires à la polarisation des

transistors d'écrêtage et les AOPs des convertisseurs V/I. le circuit de mesure de  $V_{CE}$  des IGBTs d'un bras d'onduleur est tel que représenté par la figure 2-39.



Equilibrage de tension, Polarisation, Source de courant de mesure indirecte de  $T^\circ$ , Ecrêtage, Convertisseur V/I

Figure 2-39 – Schéma de mesure de  $V_{CE}$  d'un bras d'onduleur

Une simulation sur PROTEL 99 SE a permis de valider le choix de cette structure pour la mesure de  $V_{CE}$ . Sur la figure 1-40, la tension  $V_{RC2}$  écrêtée ainsi que la tension  $V_{Rm2}$  mesurée par le système d'acquisition sont représentées.

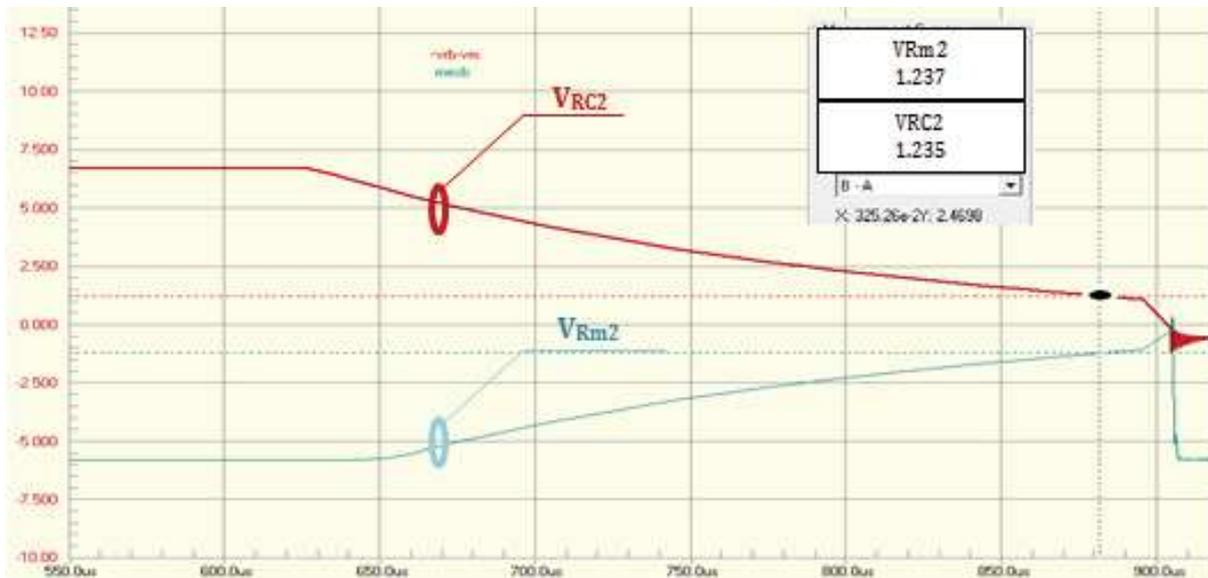


Figure 2-40 – Simulation de la chaîne de mesure complète

La chaîne de mesure complète peut alors être représentée par le schéma synoptique suivant :

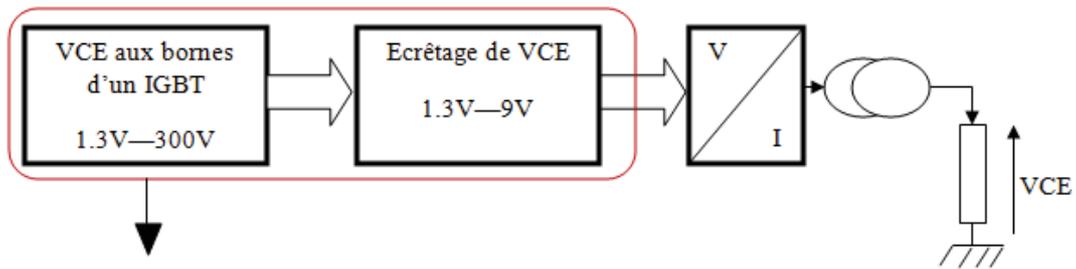


Figure 2-41 – Synoptique de la chaine de mesure d'un IGBT

Nous avons vu dans la section 1.3.1 qu'une interface de supervision développée sous LabVIEW, permettait déjà par le biais de la carte d'acquisition DAQ-NI PCI-6254 M de contrôler et de surveiller le fonctionnement des bancs de test. Toutefois, d'importantes modifications ont dues y être apportées afin d'intégrer les fonctions liées au suivi automatique. Cette interface permet désormais de surveiller le profil thermique que présentent les puces IGBTs en temps réel et d'effectuer des mesures de  $V_{CE}(100A, 125^{\circ}C)$  espacées par un nombre de cycles programmable. Une communication mise en place avec la carte de commande FPGA permet de synchroniser l'ensemble des opérations.

L'organigramme suivant montre le principe de la communication FPGA ↔ LabVIEW. La mesure dynamique indirecte de température de jonction est implémentée sous forme d'interruption. À l'aide de l'interface LabVIEW l'opérateur peut donner l'ordre d'effectuer une mesure dynamique à tout instant.

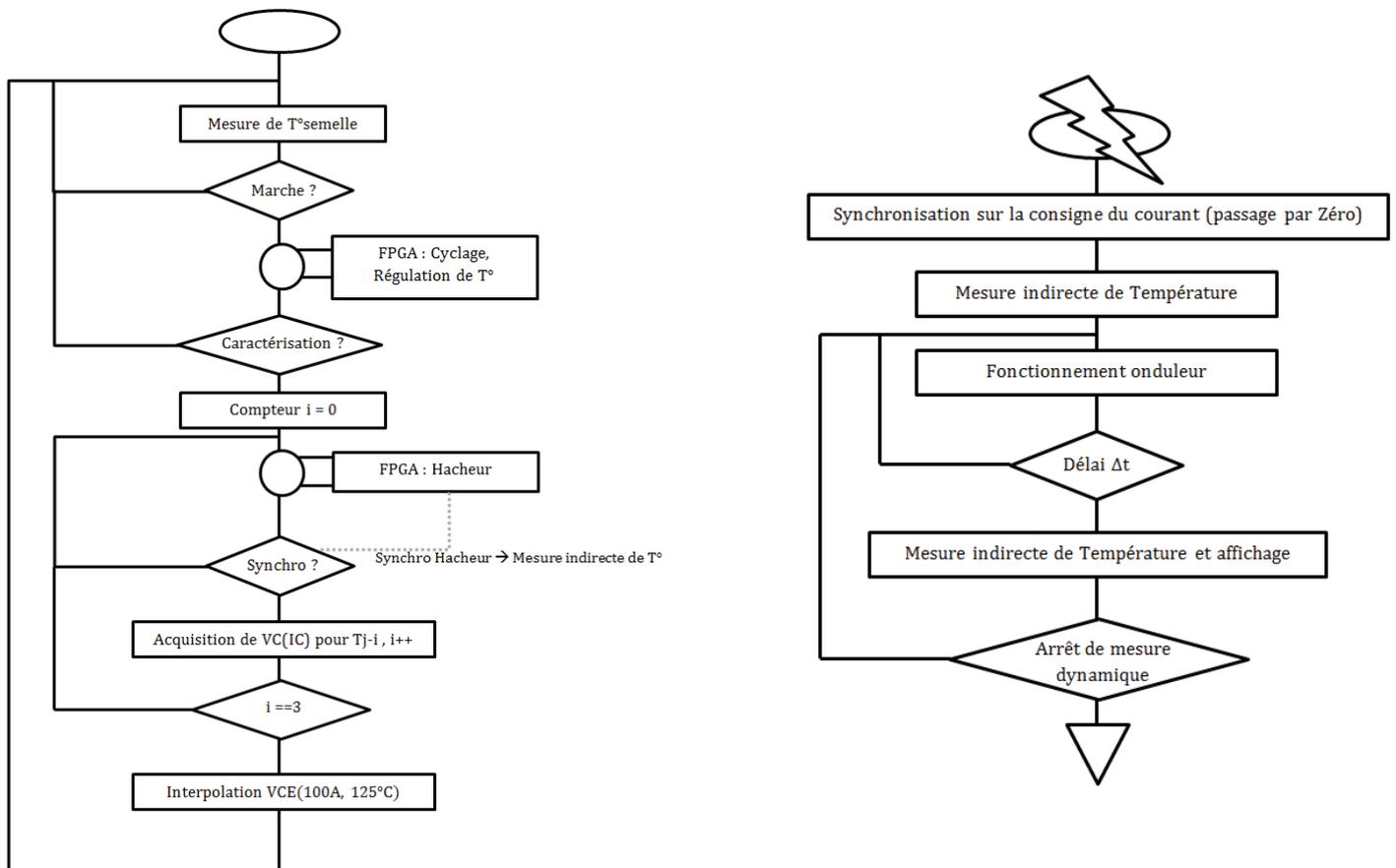


Figure 2-42 - Organigramme simplifié de commande

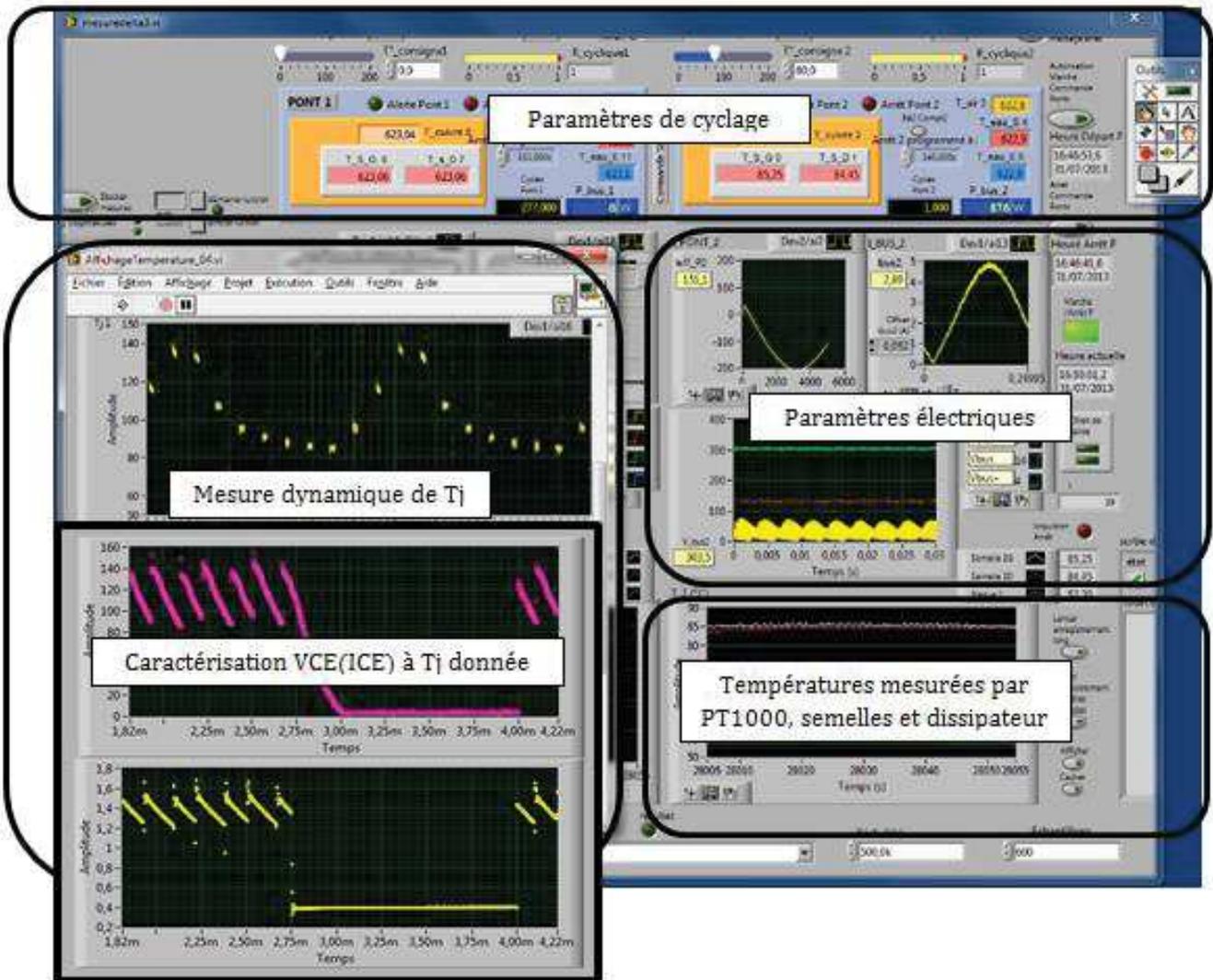


Figure 2-43 – Interface de supervision

## 2.5 Validation expérimentale

Les différentes modifications (matériels, logiciel de supervision et programme de commande FPGA) nécessaires au suivi automatique du vieillissement ont été intégrées aux bancs de test. Nous allons présenter dans cette section les résultats obtenus permettant de valider le bon fonctionnement de l'ensemble des fonctionnalités (caractérisation  $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$  et mesure dynamique indirecte de température de jonction).

### 2.5.1 Caractérisation $V_{CE}$ (100A, 125°C)

Conformément à ce qui a été dit dans le paragraphe 2.4.1, le principe de la caractérisation automatique est basé sur des phases où le fonctionnement en hacheur régulé en courant est imposé. Lors de ces phases l'acquisition rapide (500kéch/s) des valeurs du courant  $I_{cet}$  et de la chute de tension à l'état passant d'une puce IGBT  $V_{CEsat}$  permet d'établir la caractéristique  $V_{ce}(I_c)$  en temps réel. La température de jonction propre à cette caractéristique est obtenue après l'interruption du courant par mesure indirecte de  $T_j$ . La figure 2-44 montre les signaux

$V_{CE}(t)$  et  $i_L(t)$  acquis lors d'une phase de caractérisation où la mesure indirecte de température est obtenue après l'extinction naturelle du courant hacheur lors de la phase de roue libre [cf. figure 2-29]. Dans l'exemple montré à la figure 2-45 le courant est dérivé quasi instantanément dans le circuit auxiliaire après la phase « hacheur » [cf. figure 2-30], la tension  $V_{CE}$  pour la mesure de température est donc disponible immédiatement.

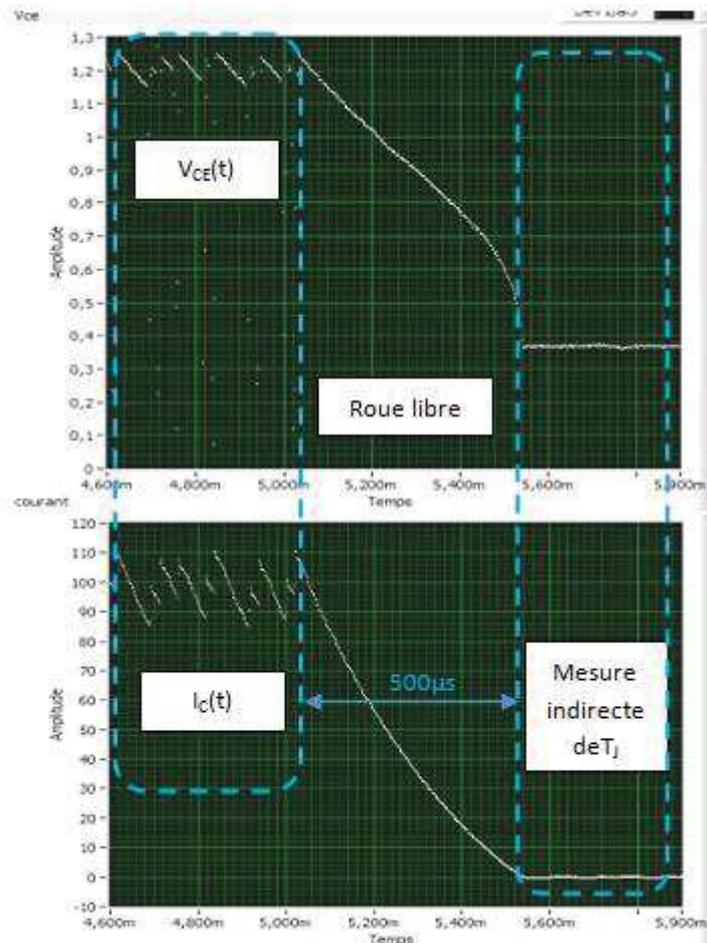


Figure 2-44 –  $V_{CE}(I_C)$  avec mesure indirecte de  $T_J$  après extinction du courant hacheur par roue libre naturelle

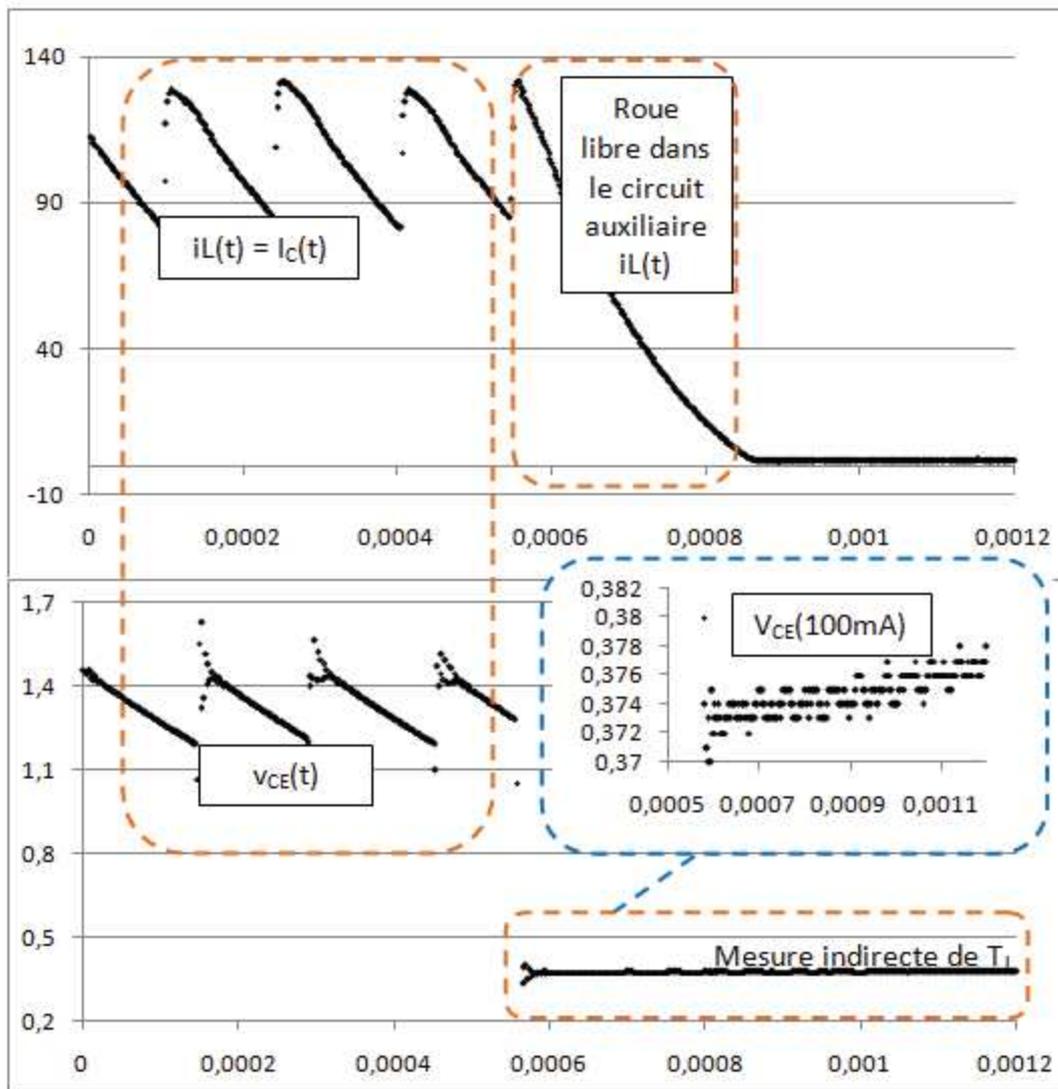


Figure 2-45 –  $V_{CE}(I_c)$  avec mesure indirecte de  $T_j$  après extinction du courant hacheur par le circuit auxiliaire

Conformément à ce qui a été dit dans le paragraphe 2.4.1, la figure 2-44 montre bien que dans le cas où, le courant s'annule par roue libre naturelle, la mesure indirecte de température n'est possible qu'après une attente de  $500\mu s$  après l'interruption du fonctionnement hacheur. On pourrait envisager de retrouver par calcul la température initiale de jonction, mais vu la nature de l'assemblage de puissance, la décroissance de la température dépend des différentes constantes de temps du réseau thermique RC équivalent [cf. figure 2-14]. En se référant à la figure 2-46, si nous souhaitons extrapoler la valeur de la température de la jonction à l'instant  $t_0$  à partir d'une mesure indirecte effectuée à un instant  $t_1$ , nous aurions besoin d'une connaissance précise du modèle thermique équivalent. Ceci semble guère réaliste, de plus ces constantes de temps sont susceptibles d'évoluer suite au cyclage thermique (dégradation des brasures,...).

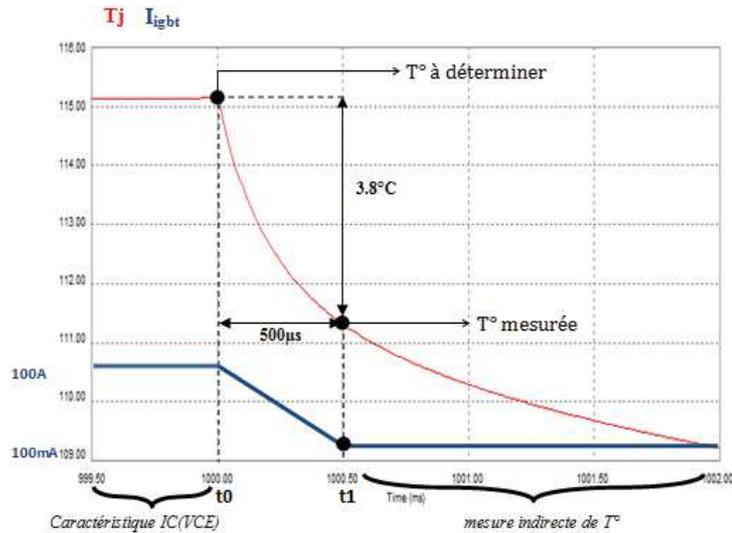


Figure 2-46 – Décroissance de la température de jonction en fonction du temps (simulation PSIM)

Dans notre cas, la mise en place du circuit auxiliaire de roue libre [cf. figure 2-47] a permis d'effectuer des mesures indirectes de température immédiatement après la phase d'acquisition de  $V_{CE}(I_C)$ , ce qui permet d'affecter une température de jonction à chaque caractéristique  $V_{CE}(I_C)$  avec un délai extrêmement court qui n'est dû qu'aux temps de commutation des interrupteurs formant le circuit auxiliaire. Un délai supplémentaire de 500ns est cependant imposé d'une manière logiciel afin d'éviter tout dysfonctionnement (discontinuité du courant dans la bobine, court-circuit de la bobine lors d'une phase de conduction des IGBT diagonales,...).

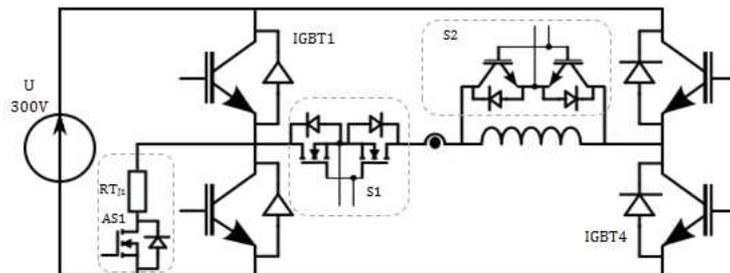


Figure 2-47 – Etage de puissance intégrant le circuit d'interruption du courant

Comme le montre la figure 2-48b, le dispositif d'extinction du courant auxiliaire permet d'annuler le courant hacheur dans l'IGBT à caractériser en  $1\mu s$ . Dès lors, la mesure indirecte de la température de jonction est possible à condition que la source de courant permettant la mesure indirecte de température soit activée quelques instants avant le début de la séquence d'extinction du courant hacheur. Toutefois, le passage d'un régime dynamique où le courant traversant l'IGBT à caractériser est de l'ordre de 100A à un régime statique où  $I_C=100mA$  ne permet d'avoir une mesure correcte de  $V_{CE}(100mA)$  qu'après un laps de temps évalué à  $50\mu s$ .



Figure 2-48 – Interruption du courant par le circuit auxiliaire de roue libre

Une mesure simultanée de température à l'aide de la caméra thermique IR a été effectuée pour vérifier l'exactitude de cette mesure indirecte à  $V_{CE}(100mA)$ .

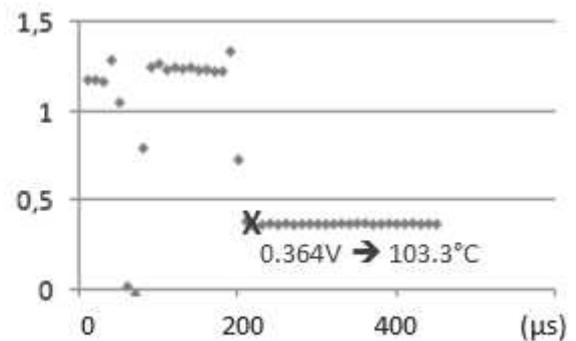
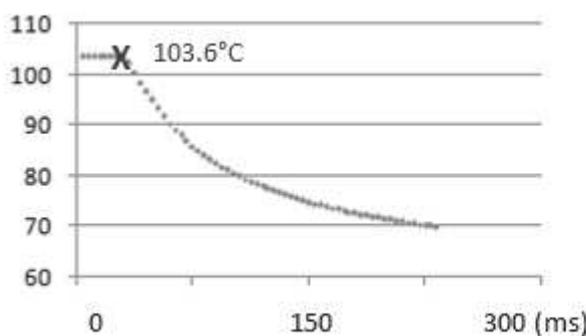
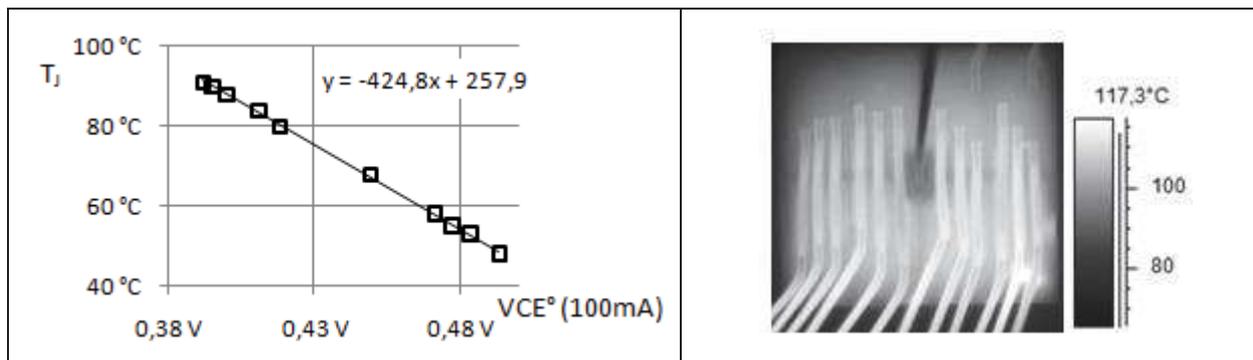


Figure 2-49 – Comparaison Caméra IR / Mesure indirecte de  $T_j$

Nous avons vu dans le paragraphe 2.3 que les mesures par thermographie peuvent induire des erreurs dues à l'hétérogénéité de la température entre la puce et les fils de bonding qui auront un effet de masquage. Cependant, cet effet, n'est présent qu'en régime dynamique, tandis qu'en fonctionnement hacheur la température des fils de bonding est très proche de celle de la puce. En effet, comme nous allons le voir dans le chapitre 4, l'auto-échauffement des fils de bonding causé par les pertes par effet joule est négligeable. D'où, si

le seul moyen de transfert de chaleur concernant les fils de bonding est le transfert par conduction bondings/puce, la température des fils de bonding sera très proche de celle de la puce. Nous pouvons alors en déduire que la comparaison caméra IR / mesure indirecte donnée par la figure 2-49 permet de valider le fait que la topologie de notre circuit de mesure ainsi que la mesure indirecte de température sur laquelle est basé notre système de caractérisation répondent bien à nos critères de précision et de rapidité.

Selon le principe évoqué dans la section 2-4-1, la mesure de l'indicateur  $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$  pendant la phase de vieillissement d'un module de puissance est réalisé en imposant une séquence de fonctionnement spécifique. Celle-ci a pour objectif de collecter un ensemble de points de mesures encadrant en courant et en température le point recherché ( $100A, 125^{\circ}C$ ). En appliquant une séquence de caractérisation telle que représentée par la figure 2-23, trois caractéristiques  $V_{CE}(I_C)$  à différentes températures sont ainsi acquises.

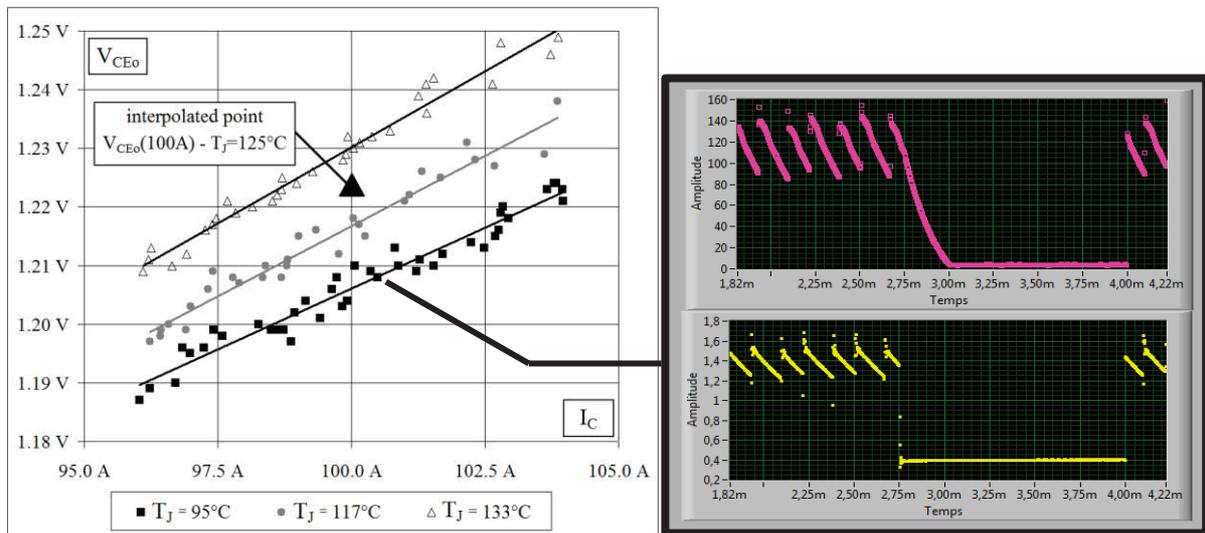


Figure 2-50 – A gauche : nuage de points de mesures  $V_{CEsat}(I_C)$  et régressions linéaires pour trois températures proches de la température cible de  $125^{\circ}C$ . A droite : enregistrement du courant  $i_L(t)$  et de la chute de tension  $v_{CE}(t)$  pour un des points de mesure.

Comme le montre la figure 2-50, le point de référence  $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$  est obtenu par la suite par interpolation linéaire. La figure 2-51b montre l'évolution de  $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$  pour un module de puissance ayant subi un cyclage thermique par le protocole présenté par la figure 2-51a.

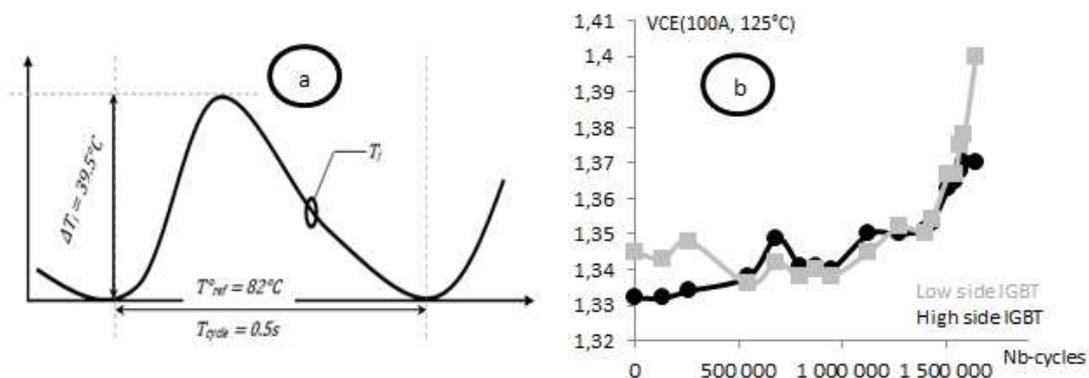


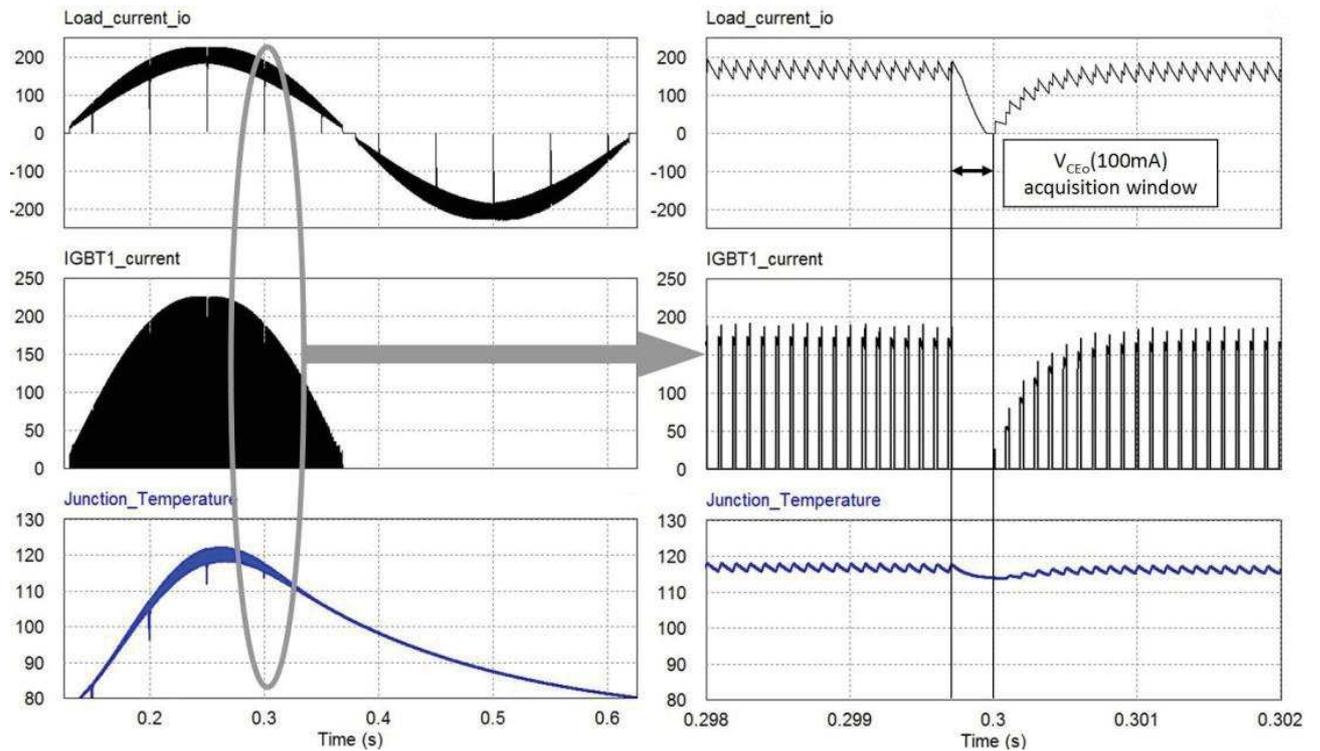
Figure 2-51 – Evolution de  $V_{CE}(Nb-cycles)_{100A,125^{\circ}C}$  (module FID21,  $T_{ref}=82^{\circ}C$ ,  $\Delta T_J=39.5^{\circ}C$ )

## 2.5.2 Mesure dynamique indirecte de température

Nous avons vu précédemment dans la section 2.4.2 que le dispositif mis en place permet de réaliser un monitoring complet des modules de puissance durant la phase de vieillissement. La mesure dynamique de la température de jonction pour un module soumis à un test de vieillissement par cyclage actif est alors essentielle afin d'ajuster le profil thermique de la jonction qui détermine le protocole de vieillissement. Par ailleurs, le profil thermique que présente une puce à son état initial avant vieillissement est susceptible d'évoluer en fonction des dégradations qui peuvent surgir au niveau de l'assemblage de puissance, notamment au niveau des brasures qui influencent fortement la valeur de la résistance thermique. D'où, la mesure de température en temps réel permet de vérifier la continuité d'un protocole donnée auquel sont soumis les composants en test, et permet d'ajuster les contraintes électriques (courant, fréquence de découpage) afin de maintenir le même protocole de vieillissement pendant toute la durée des tests de vieillissement.

Nous avons également vu dans la section 2.4.2 que la reconstruction du profil thermique d'une puce IGBT par mesure indirecte de température peut se faire soit par un échantillonnage direct (sur une seule période de modulation), soit par sous-échantillonnage (sur plusieurs périodes de modulation). Quel que soit le mode d'échantillonnage mis en place, à chaque interruption, l'IGBT en question est maintenu à son état conducteur, le générateur du courant de 100mA associé à cet IGBT est activé et les interrupteurs du circuit auxiliaire S1 et S2 sont commandés selon l'ordre détaillé dans les figures 2-31 et 2-48. Dans notre cas, chaque interruption dure 100µs permettant ainsi l'acquisition d'une dizaine de valeurs de  $V_{CE}(100mA)$ , la moyenne des premiers points acquis de  $V_{CE}(100mA)$  est la valeur retenue qui permettra d'extraire la température correspondante grâce à la caractéristique intrinsèque de l'IGBT  $V_{CE}(T)_{100mA}$  obtenue par étalonnage.

La figure 2-52, issue d'une simulation du model thermique tel que représenté dans la figure 2-14 montre qu'une interruption de l'ordre de 100µs n'a pas d'influence significative sur l'amplitude du cycle thermique.



2-52 – Simulation PSIM de la mesure dynamique sur une période de modulation

Pour mieux illustrer le processus de mesure, un essai en mode sous-échantillonnage a été réalisé. Dans cet essai, la fréquence d'échantillonnage de la carte d'acquisition liée au logiciel de supervision LabVIEW est de 500kHz et les fenêtres d'acquisitions sont fixées à 400 $\mu$ s. Bien que la reconstitution du profil thermique ne nécessite que quelques valeurs de  $V_{CE(100mA)}$ , nous avons élargi l'intervalle d'acquisition pour pouvoir visualiser la relation courant  $I_C - V_{CE(100mA)}$ .

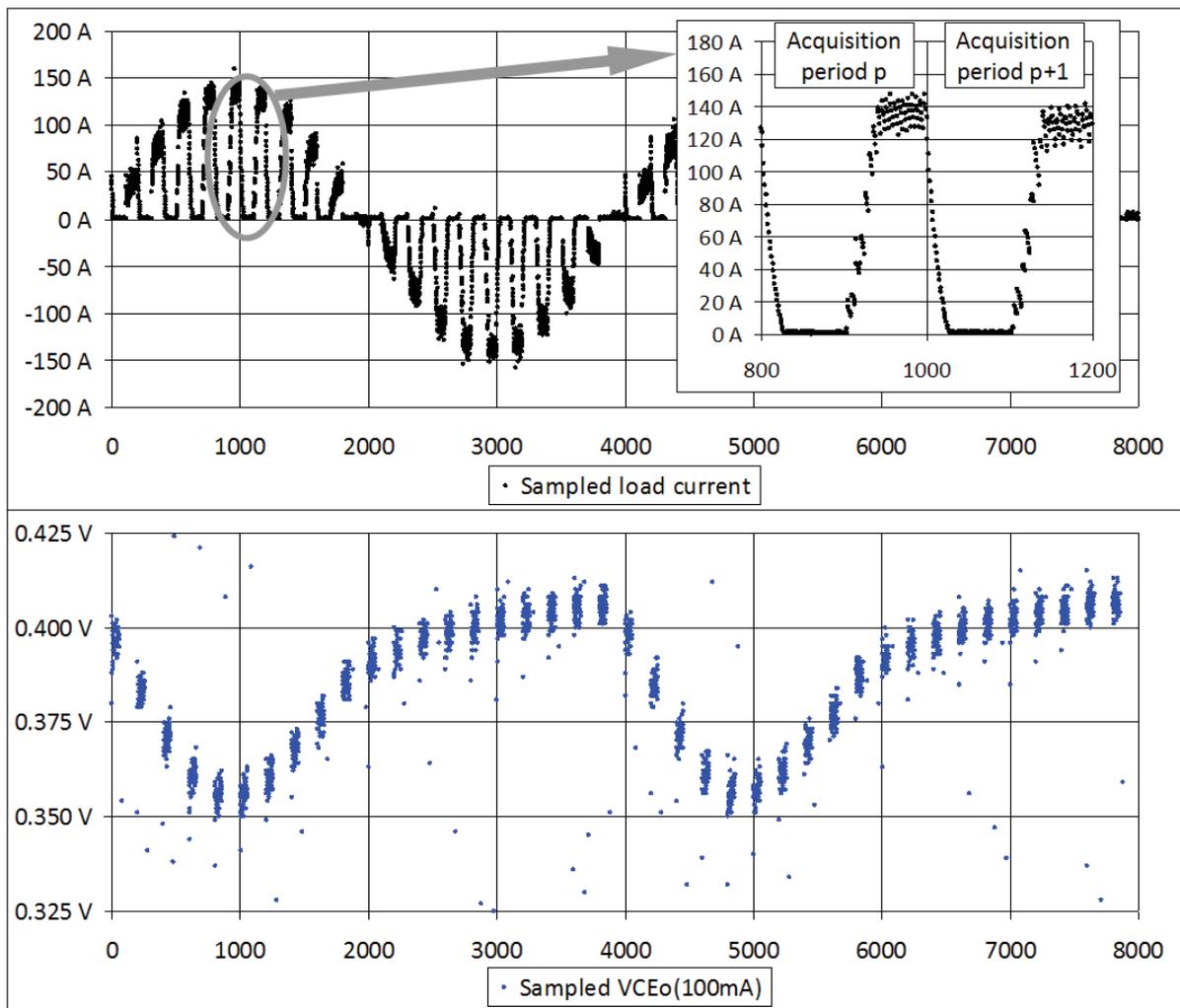


Figure 2-53 – Mesure dynamique en mode sous-échantillonné pour  $T_{SEMELLE} = 80^{\circ}\text{C}$ ,  
 $\hat{I}_{LC} = 140\text{A}$ ,  $F_m = 2\text{Hz}$ ,  $F_d = 13\text{kHz}$

Dans cette configuration, où la mesure dynamique est effectuée en mode sous-échantillonné avec l'acquisition d'une vingtaine de mesures pour reconstituer le profil thermique d'une période du cyclage thermique, les fichiers sont très volumineux ce qui n'est pas pratique pour le traitement numérique qui suit. Pour éviter cet inconvénient, les fenêtres d'acquisition sont réduites à  $100\mu\text{s}$  (durée d'interruption du cyclage) et le nombre de mesures par cycle est restreint à dix mesures par période de modulation. Le relevé final est élaboré en effectuant une moyenne des échantillons sur chaque interruption pour extraire la valeur de température estimée correspondant à cette interruption.

On dispose ainsi d'un contrôle quasiment "temps réel". La figure 2-54 montre une comparaison entre le profil obtenu et celui mesuré à l'aide d'une caméra thermique, dans les mêmes conditions d'essai. Les deux mesures sont en bonne concordance.

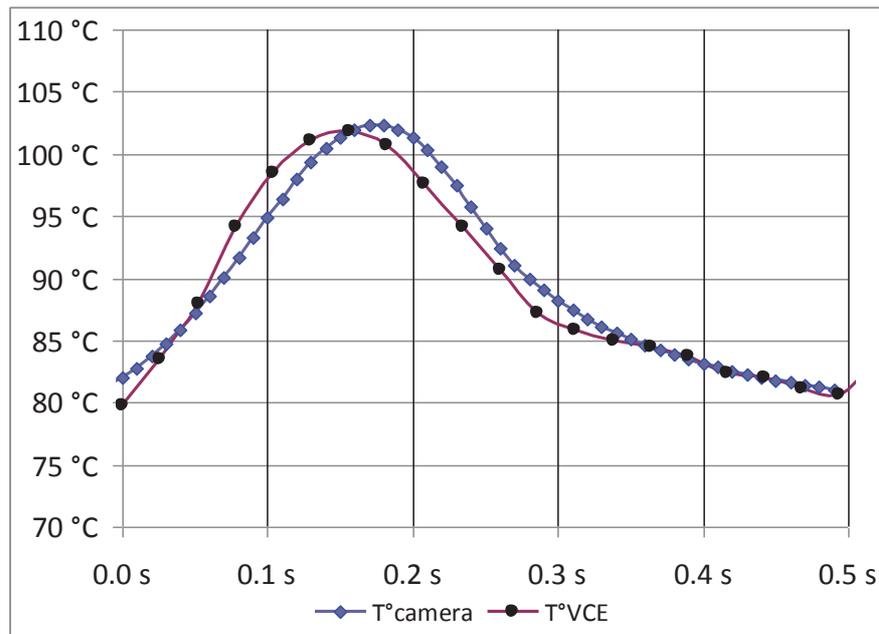


Figure 2-54 – Comparaison mesure indirecte / caméra thermique (cyclage rapide)

De même, la figure 2-55, montre le profil de température de jonction lors d'un cyclage thermique classique (cyclage lent), obtenue en imposant le fonctionnement onduleur au convertisseur à une fréquence de modulation de 100Hz sur un intervalle de 2,5secondes suivi par l'arrêt du convertisseur pendant 3 secondes. Le principe de cette méthode de cyclage est illustré dans la figure 2-1a. Le profil de température mesuré par mesure indirecte (à droite) est comparé au profil mesuré par la caméra IR (à gauche).

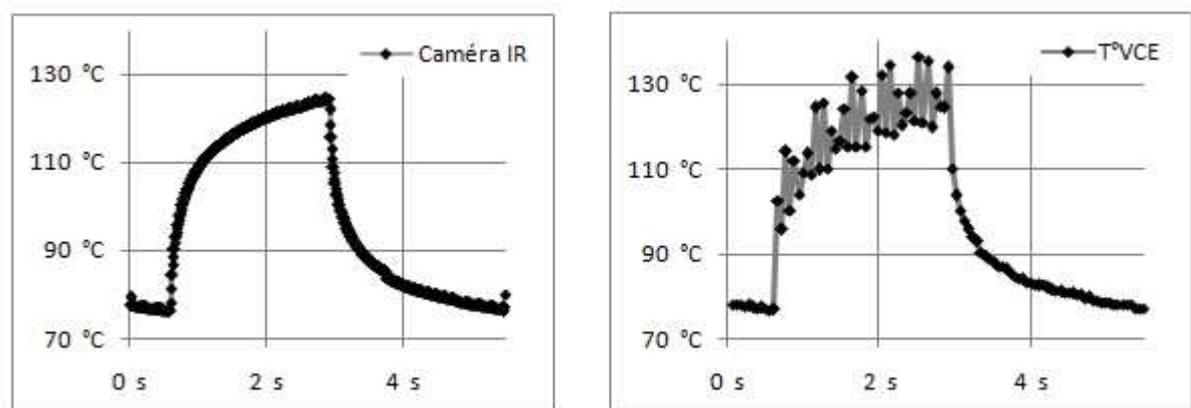


Figure 2-55 – Comparaison mesure indirecte / caméra thermique (cyclage marche/arrêt)

Conformément à la figure 2-1a, la température de jonction présente des fluctuations de l'ordre de 10°C dues à la modulation du courant à 100Hz. Cette variation rapide de température n'est pas visible avec la caméra thermographique à notre disposition en raison de la constante de temps de son capteur bolométrique (8ms). Pour la mesure indirecte de température de jonction, une mesure est réalisée toutes les 50ms. Le théorème de Shannon n'est donc pas respecté vis-à-vis des fluctuations de température à 100Hz (recouvrement de spectre), mais malgré cela la mesure indirecte permet d'avoir un ordre de grandeur de l'amplitude de ces variations de températures.

La figure 2-56 montre une comparaison entre le profil thermique obtenu par échantillonnage direct et celui obtenu dans un mode sous-échantillonné, c'est-à-dire en réalisant une seule interruption de mesure de température par période de cyclage. Le profil est ensuite reconstitué à partir de mesures effectuées sur dix périodes de cyclage (en maintenant toujours dans les mêmes conditions d'essai). Aucune différence n'est visible, ce qui confirme ici que la mesure avec dix interruptions sur une même période de cyclage n'affecte pas le régime thermique du test.

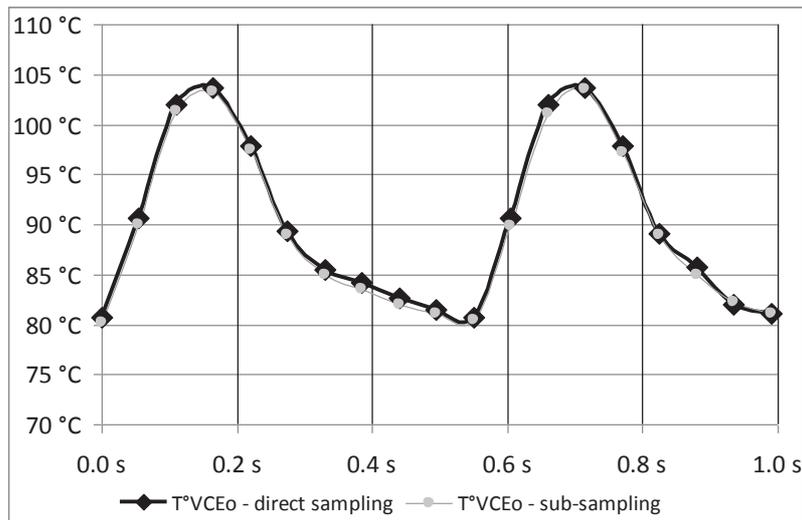


Figure 2-56 – Comparaison échantillonnage direct / sous-échantillonnage

## 2.6 Discussion sur la mesure de température via VCE°

Notre dispositif de caractérisations et de mesures automatiques est basé sur une mesure indirecte de température exploitant le caractère thermosensible de la tension de seuil de la jonction PN présente coté collecteur de l'IGBT [cf. figure 2-27]. En observant la caractéristique  $V_{CE}(I_C)$  deux comportements électrothermiques peuvent être identifiés. L'un correspond aux fortes valeurs de courant  $I_C$  pour lesquelles la tension  $V_{CE}$  est liée à la température avec un coefficient de température positif. L'autre zone se trouve pour les faibles valeurs de courant où la tension  $V_{CE}$  est sensible à la température avec un coefficient de température négatif. C'est cette dernière zone de fonctionnement que nous exploitons. Parmi les avantages de cette méthode, la mesure se faisant à faible courant, on peut noter l'absence d'auto-échauffement et l'absence d'effets dus à une augmentation de la résistance série additionnelle due à la dégradation des contacts de bonding ou de la métallisation d'émetteur.

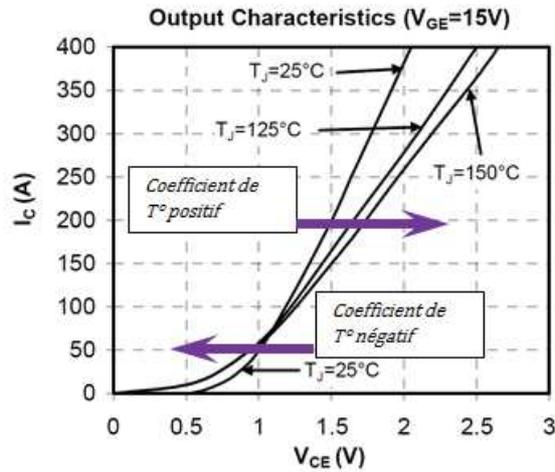


Figure 2-57 – Caractéristiques électrothermiques d'un IGBT

Comme mentionné dans le paragraphe 2.4.1, une phase de calibration permettant d'extraire les caractéristiques  $V_{CE}^{\circ}(T, I_{Tj})$  de chaque puce IGBT doit précéder le début des tests de vieillissement. La relation linéaire liant la tension  $V_{CE}^{\circ}$  à la température de jonction pour un courant  $I_{Tj}$  donné s'exprime par l'équation suivante :

$$V_{CE}^{\circ} = \varepsilon \cdot T_j + V_{CE0}$$

Avec  $\varepsilon$  : coefficient directeur négatif de la droite, souvent autour de  $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$  pour une puce en silicium

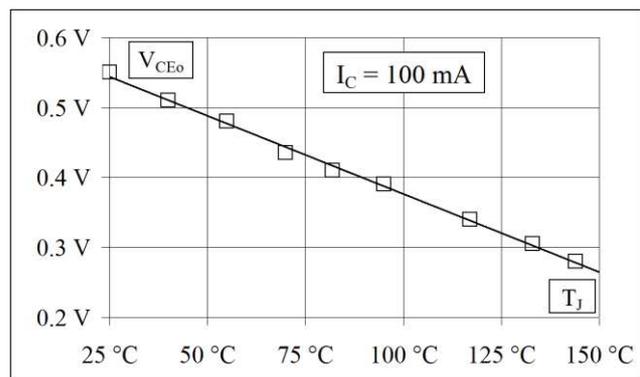


Figure 2-58 – Droite de calibration  $V_{CE}^{\circ}(T, 100\text{mA})$

Chaque puce possède donc sa propre mesure de la caractéristique  $V_{CE}^{\circ}(T)_{100\text{mA}}$  obtenue lors de la phase d'étalonnage qui sera utilisé tout au long du processus de vieillissement. En effet, comme cette caractéristique est liée uniquement à la partie silicium de l'IGBT, les dégradations susceptibles d'apparaître au niveau de l'assemblage durant la phase de vieillissement (fils de bonding, métallisation d'émetteur,...) n'ont aucun impact sur celle-ci.

La figure 2-59 montre les courbes de calibration de deux puces IGBT de deux modules différents. Les écarts visibles montrent la nécessité d'une calibration individuelle de chaque puce.

La figure 2-60 donne les courbes de calibration de la même puce avant et après vieillissement par cyclage thermique. Les courbes se superposent parfaitement ce qui permet de vérifier que la mesure indirecte de température reste valable même après une importante dégradation de la face supérieure d'une puce IGBT.

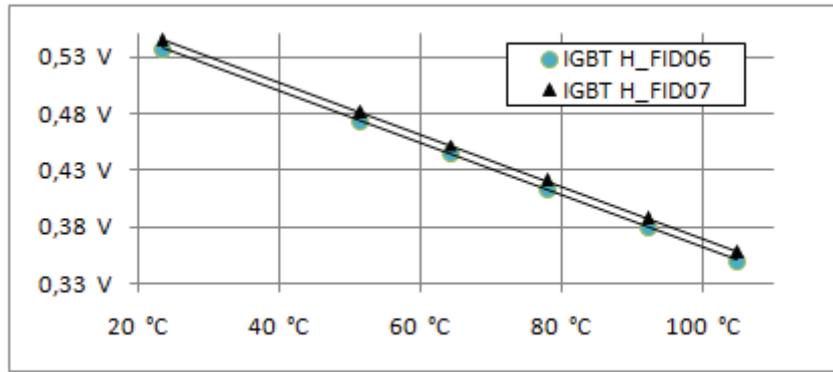


Figure 2-59 – Dispersion de la caractéristique  $V_{CE}^o(T)$  sur deux IGBT

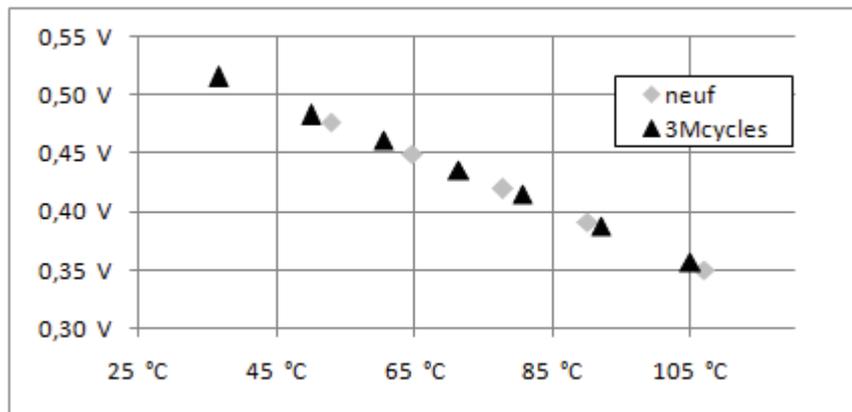
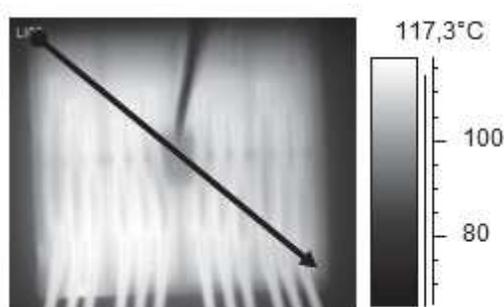
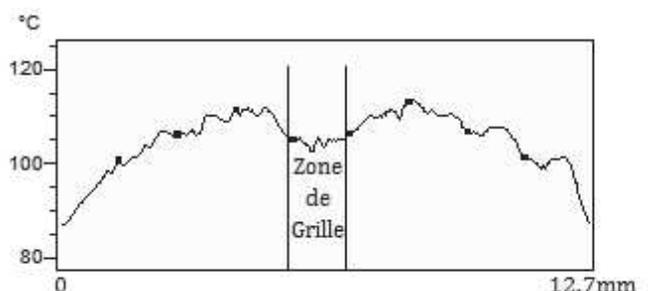


Figure 2-60 – Caractéristique  $V_{CE}^o(T)_{100mA}$  avant et après vieillissement (IGBT B\_FID19) (3 Mcycles avec  $T_{réf} = 80^{\circ}C$  et  $\Delta T_J = 38^{\circ}C$ )

Comparé aux autres méthodes de mesure de température qui permettent d'effectuer des mesures ponctuelles de la zone de contact (thermocouples, sondes optiques,...), ou bien des mesures par thermographie, les méthodes de mesures indirectes basées sur de paramètres thermosensibles (tension de seuil  $V_{CE}^o$ , tension collecteur-émetteur  $V_{CEsat}$ , tension grille-émetteur  $V_{GE}$  et le temps de commutation  $T_{on}-T_{off}$ ) permettent d'obtenir une valeur proche de la température moyenne de l'ensemble de la surface active. En effet, le profil thermique que présente une puce IGBT lors d'une phase d'injection de puissance n'est pas uniforme. Celle-ci présente un écart important entre le centre de la puce et les bords. La figure 2-61b présente le profil thermique d'une ligne diagonale sur une puce IGBT à partir d'une thermographie infrarouge.



(a) Surface active – Puce IGBT



(b) Profil thermique diagonal

Figure 2-61 – Profil thermique d'une puce IGBT active (Fonctionnement en mode Hacheur 100A)

Nous observons un écart de 25°C entre le bord de la surface active et les zones centrales les plus chaudes. Le creux existant au centre correspond à la zone de connexion de grille ne possédant pas de cellules IGBT actives. En précisant qu'il s'agit ici du profil thermique de la même puce utilisée dans l'essai de comparaison camera IR/ $V_{CE}^{\circ}$  [cf. figure 2-49], la mesure par thermographie nous donne une moyenne de 103,6°C contre 103,2 par  $V_{CE}^{\circ}$ (100mA).

## 2.7 Bilan

### 2.7.1 Nouveau banc de test amélioré

Nous avons vu dans ce qui précède les différents outils qui ont permis de réaliser un système à la fois compact que précis permettant le monitoring en temps réel du processus de vieillissement des modules de puissance.

L'intégration d'un tel système sur les bancs de vieillissement a nécessité d'importantes modifications sur le plan matériel ainsi que sur le plan logiciel de la plateforme de vieillissement déjà en place. L'ensemble a été validé et est opérationnel. L'assemblage complet est présenté à la figure 2-62. Le banc dans sa structure finale est constitué à partir de plusieurs fonctions de base interconnectées selon le schéma synoptique de la figure 2-63.

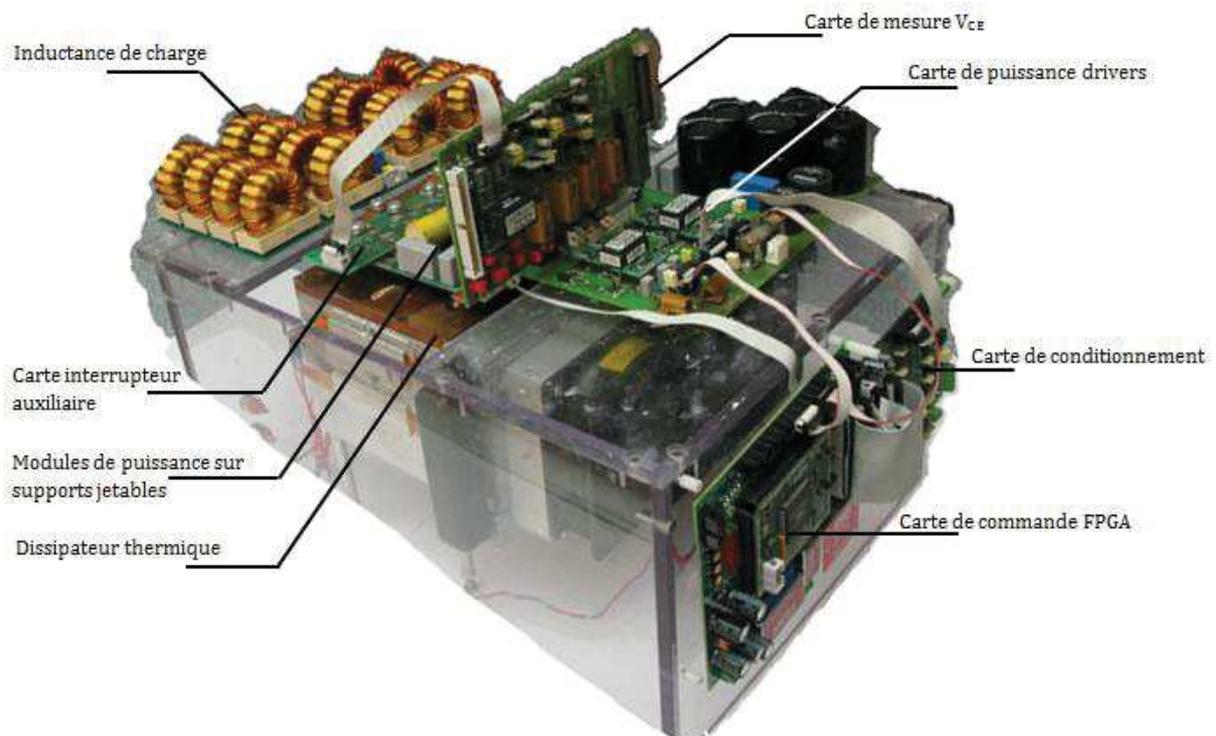


Figure 2-62 – Assemblage complet du banc de vieillissement intégrant le système de caractérisation automatique

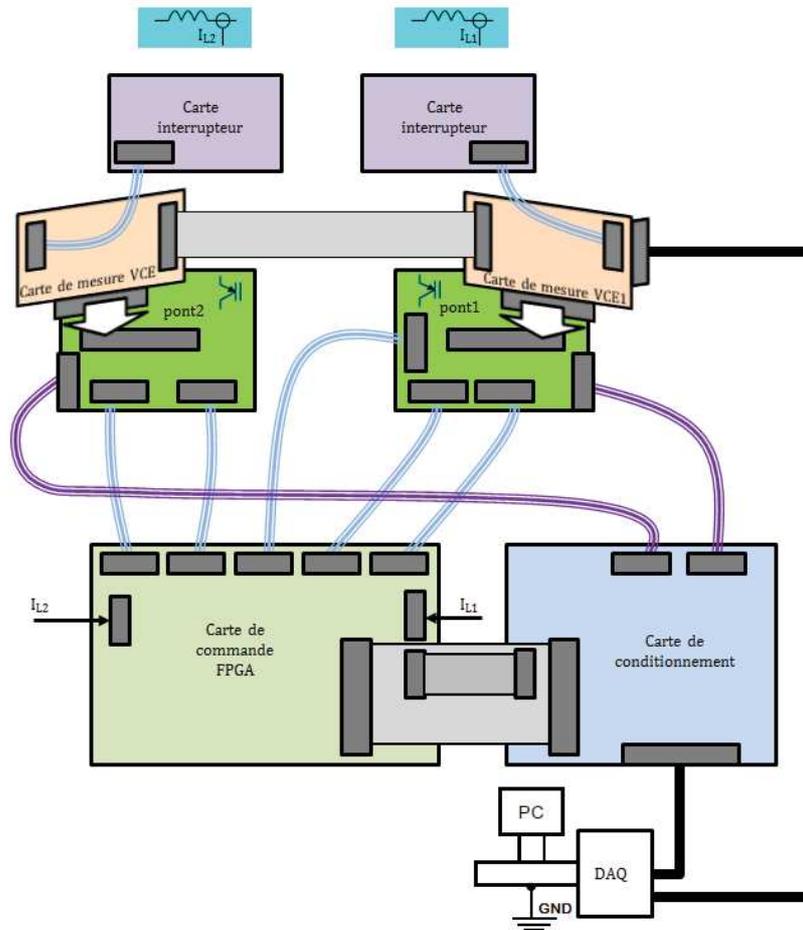


Figure 2-63 – Schéma représentant l'organisation de la plateforme de vieillissement pour deux bancs (1PC + une carte FPGA)

## 2.7.2 Fonctionnalités et performances du nouveau banc de mesure

Les bancs de test sont désormais capables d'appliquer aux modules de vieillissement toute sorte de protocole de vieillissement :

- Cyclage rapide : l'amplitude du cyclage est ajustée par une modification de la fréquence de modulation et des pertes dans les puces IGBT (action sur la fréquence de découpage).

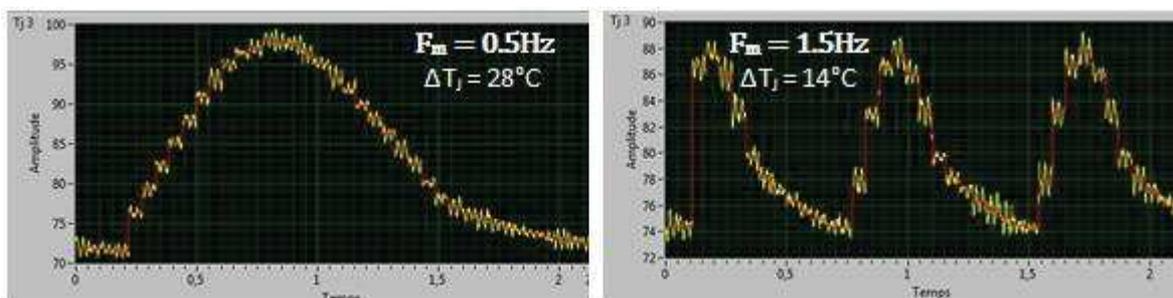


Figure 2-64 – Cyclage rapide pour  $F_d=11\text{kHz}$  et  $\hat{I}_{Lc}=125\text{A}$

- Cyclage lent (classique) : l'amplitude du cyclage est ajustée par un réglage du temps d'injection de puissance et du temps de repos (également par les pertes).

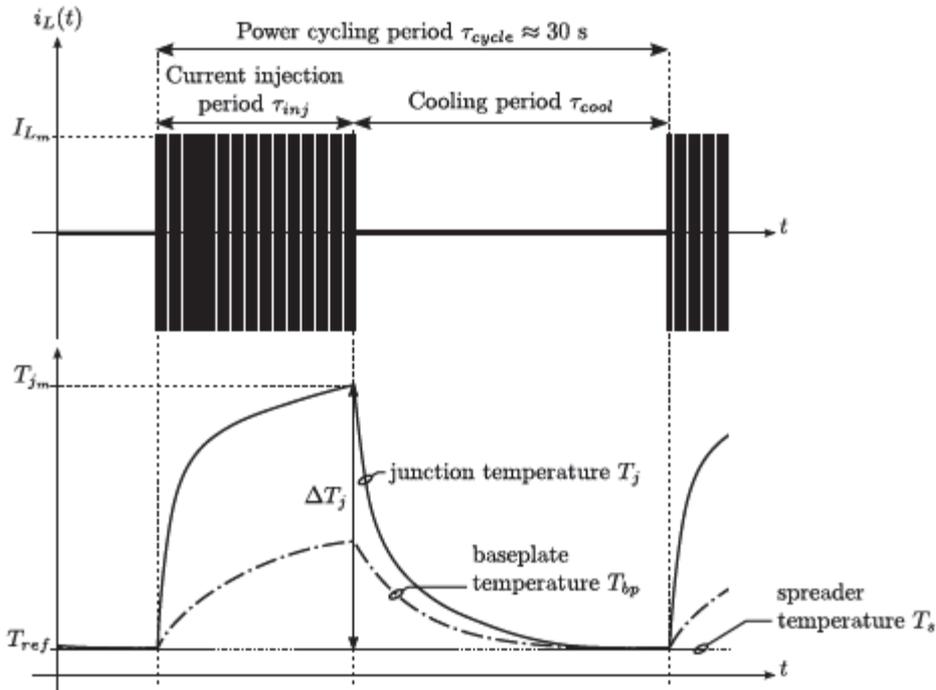


Figure 2-65 – Cyclage classique

- Cyclage complexe : ce mode permet de combiner successivement et de façon répétitive des cycles thermiques d'amplitudes différentes.

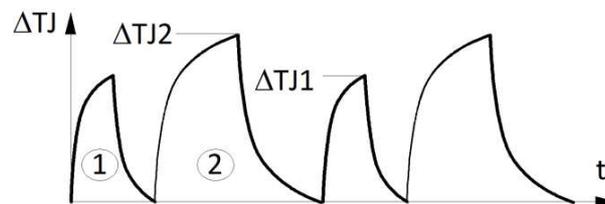


Figure 2-66 – Cyclage mixte

Dans leur état actuel, les bancs sont aussi capables de réaliser le suivi de l'évolution de la tension de saturation pour un point de fonctionnement donné étant considéré comme indicateur de vieillissement  $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$  dans notre cas. La mesure indirecte de température permet de mesurer la température de jonction à tout moment, cela permet alors de suivre aussi l'évolution de la résistance thermique jonction-semelle  $R_{TH-JC}$ . En effet, si le dispositif de mesure mis en place permet de déterminer la température de jonction pour un point de fonctionnement donné ( $V_{CEsat}, I_c$ ), les sondes PT1000 mis en place sur le dissipateur thermique permettent de mesurer la température de la semelle, ainsi la résistance thermique  $R_{TH-JC}$ , qui est un indicateur de vieillissement des brasures, peut alors être calculée par la relation :

$$R_{TH-JC} = \frac{T_J - T_{semelle}}{P_{dissipée}}$$



## **CHAPITRE III**

### **RESULTATS EXPERIMENTAUX ISSUS DES TESTS DE VIEILLISSEMENT PAR CYCLAGE ACTIF ET ANALYSE DES MODES DE DEFAILLANCE**

### 3.1 Préambule

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les modifications apportées aux bancs de vieillissement afin de pouvoir effectuer des tests rapides en cyclage actif, ce qui était l'un des deux principaux objectifs du travail. Le second objectif majeur était l'étude du vieillissement des modules pour des amplitudes de cyclage faibles et pour des combinaisons de différents cycles thermiques. Plusieurs dizaines d'échantillons ont donc été vieillis dans différents protocoles et les résultats correspondants seront présentés et analysés dans ce chapitre. Le module utilisé dans la grande majorité de ces tests est le Microsemi APTGT200A60T3AG (figure 4-1) qui intègre un "bras de pont" (2 puces IGBT 600V-200A et deux diodes). Ce composant est tout à fait représentatif de la technologie actuelle ce qui permet de considérer les résultats comme génériques.

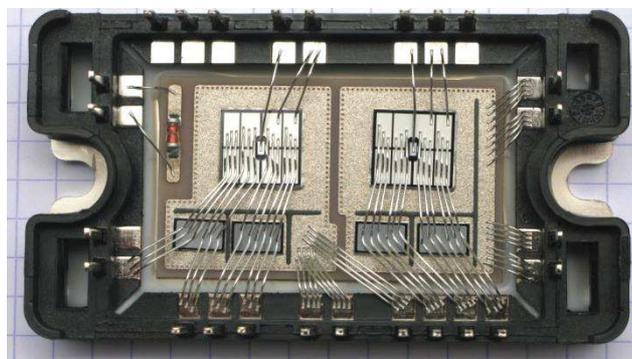


Figure 3-1 – Module de puissance IGBT APTGT200A60T3AG 600V, 200A

Compte tenu de la nature du cyclage pratiqué dans cette étude, seuls les mécanismes de dégradation sur la face supérieure des modules de puissance (fils de bonding et métallisation) seront considérés. De ce fait, le paramètre  $V_{CEsat}$  à courant et température fixés, dont le système de mesure a été décrit dans le chapitre précédent, est suffisant pour effectuer le suivi. Le couple de caractéristiques choisi pour effectuer la mesure associée un courant de 100A et une température de jonction de 125°C, valeurs déjà utilisées dans les précédentes études et bien adaptées au calibre du composant utilisé. Dans la majorité des cas, le vieillissement d'un module de puissance sera interrompu lorsque  $V_{CEsat}(100A, 125°C)$  présentera une augmentation de 3% par rapport à sa valeur initiale. Dans certaines circonstances, ce critère d'arrêt pourra être dépassé afin d'atteindre des niveaux de dégradation plus marqués afin de compléter les analyses.

## 3.2 Déroutement des tests

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, les caractéristiques thermiques d'un module ne permettent pas d'avoir à la fois une fréquence de test et des amplitudes de cycle  $\Delta T_j$  élevées. Les modes de vieillissement pour des amplitudes supérieures à 55°C ont été largement étudiés durant la thèse de V. SMET [Smet 10], dans un mode à cyclage lent. Les protocoles de vieillissement imposés ici couvrent une gamme de  $\Delta T_j$  allant de 30 à 55°C, beaucoup plus proches des conditions réelles de stress. A la fois du fait des caractéristiques du système de refroidissement et à la fois pour rester cohérent avec les essais des précédentes études, la température de référence est maintenue à 80°C.

Dans la majorité de nos tests, la fréquence de cyclage (fréquence de modulation du courant de charge) est maintenue à 2Hz et la tension d'alimentation est maintenue à 50% de la tension admissible par les modules donc 300V. L'amplitude des cycles thermiques est alors ajustable par le biais des pertes dans les composants en agissant sur l'amplitude du courant et sur la fréquence de découpage.

Dans ces conditions de fonctionnement, les tests de vieillissement sont répartis en trois catégories :

- La première catégorie, correspondant au plus grand nombre d'échantillons, est dédiée au vieillissement par cyclage thermique rapide à amplitudes constantes. Dans la plupart des cas, la fréquence de cyclage est de 2Hz.

- La seconde a pour objectif de confirmer l'hypothèse de l'indépendance des modes de dégradation vis-à-vis de la vitesse à laquelle sont appliquées les contraintes. Pour cela, un test placé dans la même gamme de température que les précédents mais utilisant le protocole classique lent (On – Off) a été effectué. Lors des anciens tests, la période de cyclage était de l'ordre de 40s (0.025Hz), dans notre cas la période des cycles thermiques a été réduite à 5.5s (0.18Hz), afin de limiter la durée d'essai.

- Les derniers tests mis en œuvre permettent d'aborder la question de la composition de cycles d'amplitude variable, situation correspondant aux profils de mission réels.

Les protocoles de vieillissement appliqués aux modules de puissance ainsi que les paramètres électriques associés à chaque protocole sont présentés dans le tableau 3-1.

$\Delta T_J$ $T_{réf} = 80^\circ\text{C}$	Module	$\hat{I}_{Lc}$	$F_m$	$F_d$	Période de cyclage
52°C	FID44		100Hz		5.5s
	FID45				
50°C	FID04	200A	2Hz	13kHz	0.5s
	FID05				
	FID06				
	FID07				
	FID08				
	FID09				
	FID10				
	FID11	170A	1Hz	13kHz	1s
24°C	FID13	140A	2Hz	8kHz	0.5s
	FID14				
38.5°C	FID16	170A	2Hz	11kHz	0.5s
38°C	FID19				
41°C	FID18	170A	2Hz	11kHz	0.5s
	FID25				
39.5°C	FID21	170A	2Hz	11kHz	0.5s
	FID27				
	FID28				
40°C	FID24	170A	2Hz	11kHz	0.5s
	FID26				
39°C	FID29	170A	2Hz	11kHz	0.5s
36.5°C	FID22	154A	2Hz	11kHz	0.5s
35.5°C	FID23	154A	2Hz	11kHz	0.5s
	FID32				
35°C	FID31	154A	2Hz	11kHz	0.5s
31.5°C	FID36	140A	2Hz	11kHz	0.5s
32°C	FID37	140A	2Hz	11kHz	0.5s
Mixte à 2 $\Delta T_J$ 300 cycles de 32°C suivis de 50 cycles de 50°C	FID46	200A	2Hz / 5Hz	13kHz	---
	FID47				

Tableau 3-1 – Modules vieillis par cyclage thermique et protocoles de tests associés

La lecture des données de la table 3-1 montre que pour les mêmes paramètres électriques (courant dans les IGBT et fréquence de découpage  $F_d$ ) nous pouvons avoir un écart de température de l'ordre de 2°C sur la variation  $\Delta T_J$  de la température de jonction. Cela est dû, pour une part à la dispersion sur les caractéristiques des puces, pour une autre part à la dispersion des résistances thermiques internes au module à laquelle se rajoute celle résultant du montage des modules sur le dissipateur.

Pour analyser les dégradations subies par les fils de bonding et la métallisation d'émetteur de chaque puce IGBT, une observation de chaque module vieilli est menée, principalement à l'aide d'un Microscope Electronique à Balayage (MEB). Dans quelques cas, des analyses plus fines ont été effectuées au CEMES à l'aide d'un microscope FIB (Focused Ion Beam). La figure 3-2 présente l'état des fils de bonding et la métallisation d'émetteur d'une puce IGBT neuve avant vieillissement.

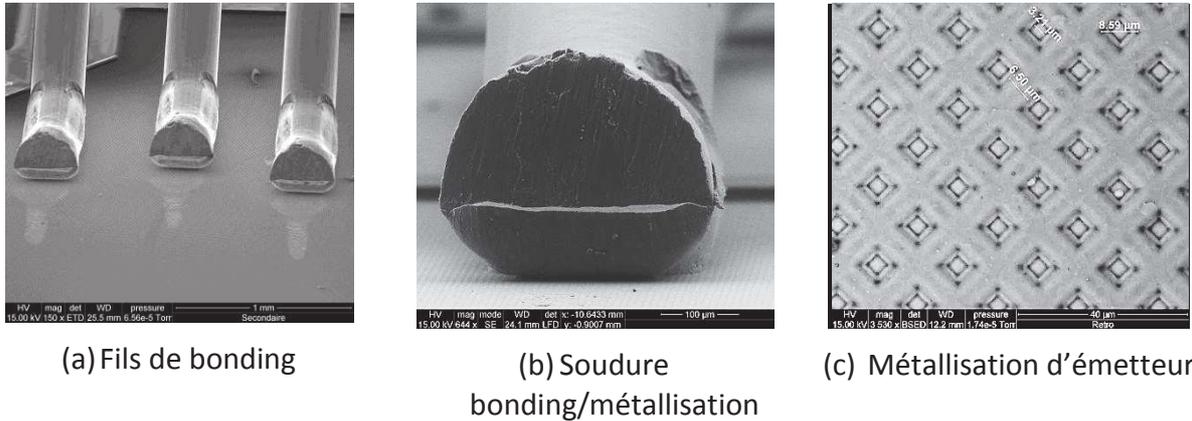


Figure 3-2 – Face supérieure d'une puce IGBT non vieillie (MEB)

Il faut préciser que, avant même le vieillissement, il existe des défauts résiduels résultant du processus de soudure par ultrasons au niveau de l'attache bonding-métallisation, tels que ceux présentés sur la figure 3-3.

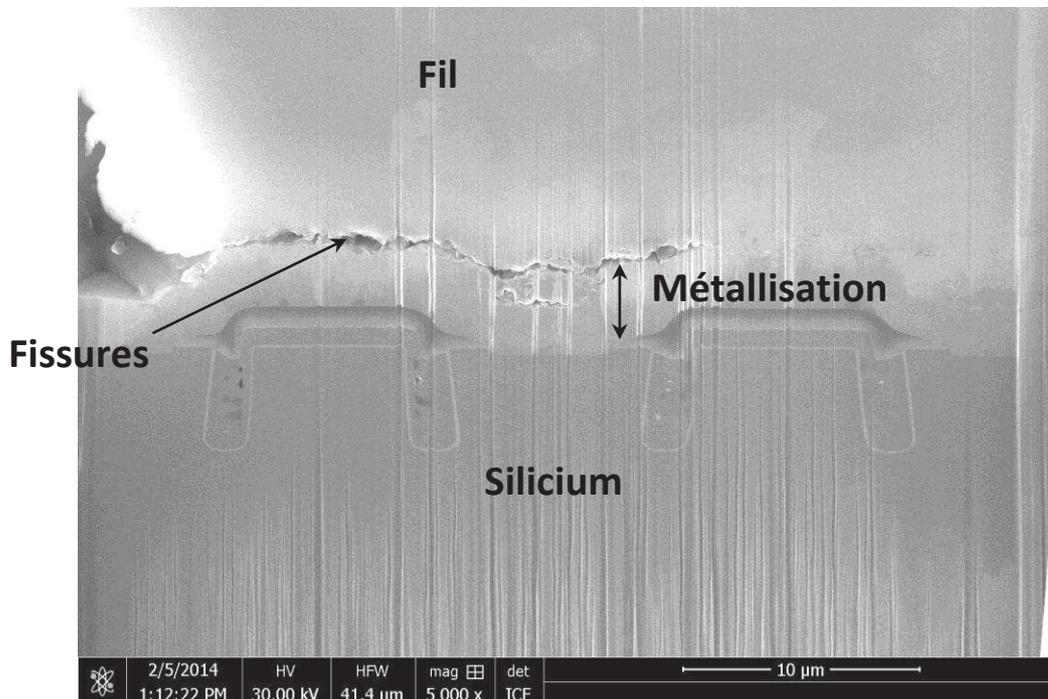


Figure 3-3 – Coupe transversale de la zone d'attache d'un pied de bonding neuf (FIB)

### 3.2.1 Protocoles en cyclage rapide (2Hz)

#### 3.2.1.1 $\hat{I}_{LC} = 200A$ , $F_d = 13kHz$ ( $T_{réf} = 80^\circ C$ , $\Delta T_J = 50^\circ C$ )

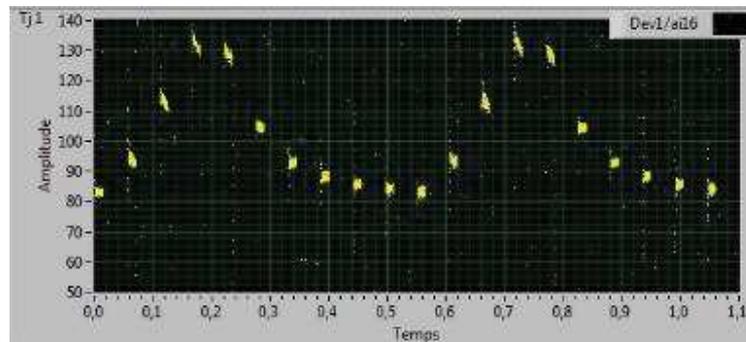


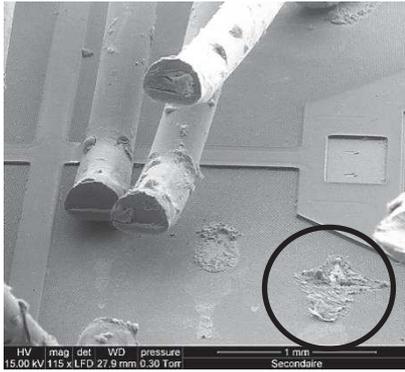
Figure 3-4 – Protocole rapide 2Hz ( $T_{réf} = 80^\circ C$ ,  $\Delta T_J = 50^\circ C$ )

Les modules vieillis par ce protocole ( $T_{réf} = 80^\circ C$ ,  $\Delta T_J = 50^\circ C$ ) ont une durée de vie moyenne proche de 700 000 cycles. Il a été également observé que, dans les cas où la puce était détruite, le défaut était localisé au niveau des pieds de bonding [cf. figure 3-5], ce qui laisse supposer un emballement thermique dans cette zone de contact.

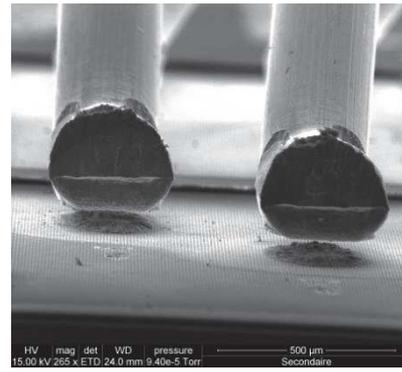
On peut remarquer qu'un module SEMIKRON identique à ceux utilisés pendant la thèse de V. SMET a également été testé et les résultats obtenus ont été tout à fait similaires. Un seul échantillon a été mis en œuvre mais ce test nous paraît suffisant pour démontrer le caractère générique de l'étude.

Module	Durée de vie $N_f$ (kcycle)	IGBT	$\nearrow V_{CEsat}$	Destruction
FID04	713	Haut	< 1%	Non
		Bas	4%	Non
FID05	797	Haut	1.4%	Non
		Bas	4%	Oui
FID06	746	Haut	3%	Non
		Bas	2%	Non
FID07	663	Haut	3%	Non
		Bas	4%	Oui
FID08	621	Haut	2%	Non
		Bas	3%	Non
FID09	621	Haut	1%	Non
		Bas	4%	Non
FID10 (SEMIKRON) SEMIX201gd066hds	600	Module à 6 puces IGBT	Non suivi	Oui
FID11 (1Hz)	570	Haut	2%	Non
		Bas	3.5%	Oui
FID12 (1Hz)	620	Haut	3%	Oui
		Bas	2.5%	Non

Tableau 3-2 – Durées de vie des modules vieillis par le protocole rapide 2Hz  $T_{réf} = 80^\circ C$ ,  $\Delta T_J = 50^\circ C$



(a) défaut survenu sur l'IGBT Bas du module FID05 après 797kcycles



(b) décollement sur IGBT bas FID12 après 620kcycles

Figure 3-5 – Modes de défaillance et de dégradation FID05 et FID12

### 3.2.1.2 $\hat{I}_{Lc} = 140A$ , $F_d = 8kHz$ ( $T_{réf} = 80^\circ C$ , $\Delta T_J = 24^\circ C$ )

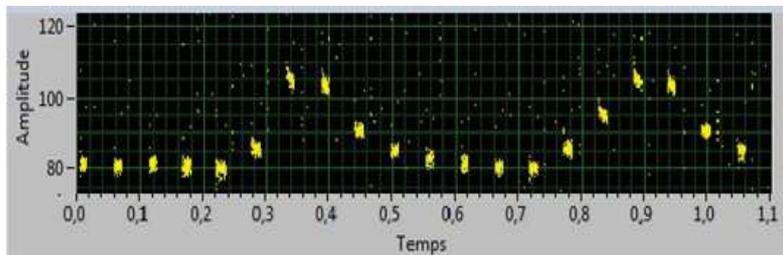


Figure 3-6 – Protocole rapide 2Hz ( $T_{réf} = 80^\circ C$ ,  $\Delta T_J = 24^\circ C$ )

Il s'agit du protocole le moins sévère de notre série de tests. Le vieillissement a été interrompu au bout de 10Mcycles car la tension de saturation  $V_{CEsat}(100A, 125^\circ C)$  des modules correspondants (FID13 et FID14) n'a présenté aucune augmentation. Toutefois, à l'analyse des modules, quelques rares amorces de dégradation de métallisation ont été observées (figure 3-7).

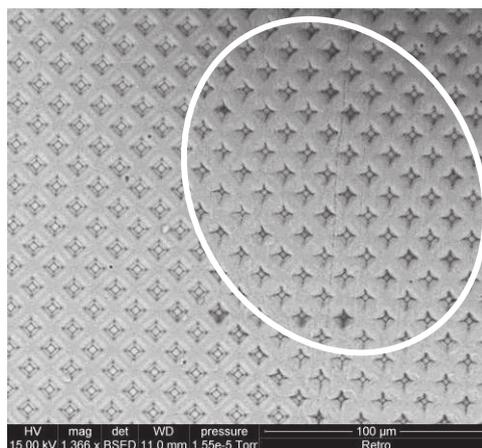


Figure 3-7 – Métallisation du module FID13 après 10Mcycles (2Hz,  $T_{réf} = 80^\circ C$ ,  $\Delta T_J = 24^\circ C$ )

Les images MEB confirment bien que les attaches des fils de bonding sont restées intactes après 10 Mcycles.

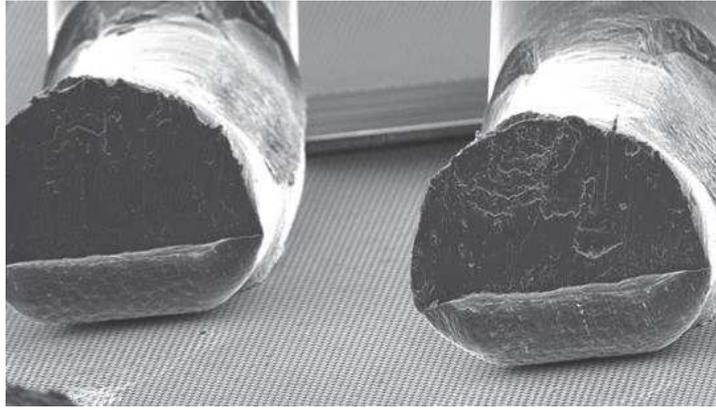
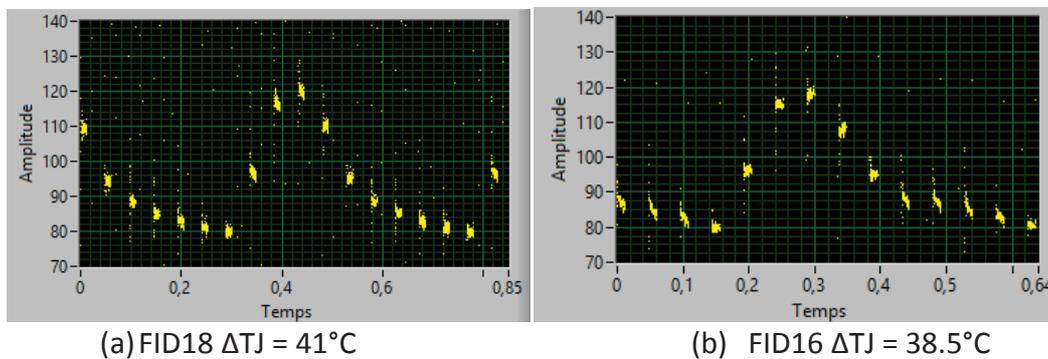


Figure 3-8 – Pied de bonding FID13 après 10Mcycles (2Hz,  $T_{réf} = 80^{\circ}\text{C}$ ,  $\Delta T_J = 24^{\circ}\text{C}$ )

### 3.2.1.3 $\hat{I}_{Lc} = 170\text{A}$ , $F_d = 11\text{kHz}$ ( $T_{réf} = 80^{\circ}\text{C}$ , $\Delta T_J \in [38^{\circ}\text{C} ; 41^{\circ}\text{C}]$ )



(a) FID18  $\Delta T_J = 41^{\circ}\text{C}$

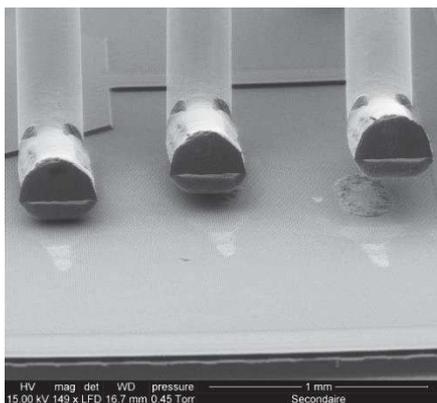
(b) FID16  $\Delta T_J = 38.5^{\circ}\text{C}$

Figure 3-9 – Protocoles rapides 2Hz obtenus pour  $\hat{I}_{Lc} = 170\text{A}$ ,  $F_d = 11\text{kHz}$

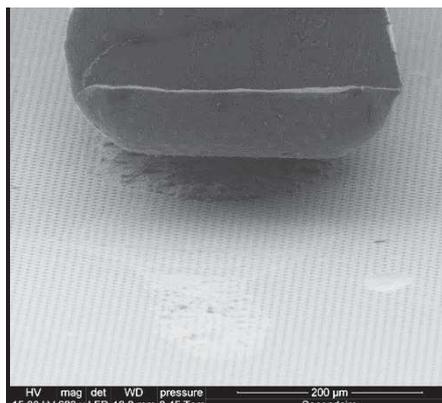
Comme le montre le tableau 3.1, pour les mêmes contraintes électriques, les températures mesurées au niveau des puces IGBT présentent des écarts de l'ordre de  $2^{\circ}\text{C}$ . Si cet aspect peut être négligé dans le cas des protocoles ayant un  $\Delta T_J$  de l'ordre de  $50^{\circ}\text{C}$ , car la différence en terme de durée de vie n'est pas significative, cela n'est plus possible pour les protocoles ayant des  $\Delta T_J$  de l'ordre de  $40^{\circ}\text{C}$  ou inférieurs. En effet, les courbes de durée de vie ont une forme quasiment exponentielle qui correspond à un très fort coefficient d'accroissement pour ces valeurs de  $\Delta T_J$ . Ainsi, autour de  $40^{\circ}\text{C}$ , une différence de  $1^{\circ}\text{C}$  mène à une différence de durée de vie de l'ordre de 500 kcycles.

Les résultats expérimentaux issus de cette série de tests sont donnés par le tableau 3-4, ils confirment bien la sensibilité évoquée précédemment et rappellent la nécessité de mesurer suffisamment précisément la température de jonction pendant les tests dans cette zone de contraintes thermiques.

En analysant l'état des modules de cette série, le seul mode de dégradation observé et le décollement des fils de bonding.



(a) Décollement de bonding IGBT B FID29 après 2,5 Mcycles,  $\nearrow V_{CEsat}$  de 10%



(b) Décollement de bonding IGBT B FID19 après 3,4 Mcycles,  $\nearrow V_{CEsat}$  de 2.5%

Figure 3-10 – Mode de dégradation observé pour un cyclage rapide 2Hz ( $\Delta T_j = 39$  pour FID29 et  $\Delta T_j = 38$  pour FID19)

module	$\Delta T_j$ (°C)	Durée de vie $N_f$ (kcycles)	IGBT	$\nearrow V_{CEsat}$	Destruction
FID16	38.5	3 033	Haut	5%	Non
			Bas	5%	Non
FID19	38	3 455	Haut	5%	Non
			Bas	2.5%	Non
FID18	41	1 548	Haut	4%	Non
			Bas	2.5%	Non
FID25	41	1 402	Haut	1%	Non
			Bas	6.5%	Non
FID21	39.5	1 646	Haut	3%	Non
			Bas	5%	Non
FID27	39.5	1 816	Haut	5%	Non
			Bas	1%	Non
FID28	39.5	1 954	Haut	2.5%	Non
			Bas	5%	Non
FID24	40	1 752	Haut	5.5%	Non
			Bas	2.5%	Non
FID26	40	1 634	Haut	1%	Non
			Bas	4%	Non
FID29	39	2 467	Haut	5%	Non
			Bas	10%	Non

Tableau 3-3 – Durées de vie des modules vieillis par le protocole 2Hz ( $\hat{I}_{Lc} = 170A$ ,  $F_d = 11kHz$ )

### 3.2.1.4 $\hat{I}_{Lc} = 154A, F_d = 11kHz$ ( $T_{réf} = 80^\circ C, \Delta T_J \in [35^\circ C ; 36.5^\circ C]$ )

module	$\Delta T_J$ ( $^\circ C$ )	Durée de vie $N_f$ (kcycles)	IGBT	$\nearrow V_{CEsat}$	Destruction
FID22	36.5 $^\circ C$	4 960	Haut	5%	Non
			Bas	1%	Non
FID23	35.5 $^\circ C$	5 632	Haut	3%	Non
			Bas	8%	Non
FID32	35.5 $^\circ C$	5 763	Haut	5%	Non
			Bas	1.5%	Non
FID31	35 $^\circ C$	5 763	Haut	4%	Oui
			Bas	< 1%	Oui

Tableau 3-4 – Durées de vie des modules vieillis par le protocole 2Hz ( $\hat{I}_{Lc} = 154A, F_d = 11kHz$ )

Comme pour les protocoles précédents, le seul mode de dégradation causé par ce protocole de vieillissement est le décollement des fils de bonding.

### 3.2.1.5 $\hat{I}_{Lc} = 140A, F_d = 11kHz$ ( $T_{réf} = 80^\circ C, \Delta T_{J1} = 31.5^\circ C, \Delta T_{J2} = 32^\circ C$ )

module	$\Delta T_J$ ( $^\circ C$ )	Durée de vie $N_f$ (Mcycles)	IGBT	$\nearrow V_{CEsat}$	Destruction
FID36	31.5 $^\circ C$	9,14	Haut	4%	Non
			Bas	1%	Non
FID37	32 $^\circ C$		Haut	3.5%	Non
			Bas	2.5%	Non

Tableau 3-5 – Durées de vie des modules vieillis par le protocole 2Hz ( $\hat{I}_{Lc} = 140A, F_d = 11kHz$ )

## 3.2.2 Protocole en cyclage lent : $T_{réf} = 80^\circ C, \Delta T_J = 52^\circ C$ ( $T_p = 5.5s$ )

L'objectif de ce test, associé aux précédents, est d'évaluer si le mode de cyclage, lent ou rapide, a une influence sur la durée de vie observée, à mêmes températures de cyclage. Dans cet essai, la variation de température est obtenue par succession d'une phase de fonctionnement du convertisseur de 3.5s (fréquence de modulation de 100Hz) et d'une phase de repos de 2s.

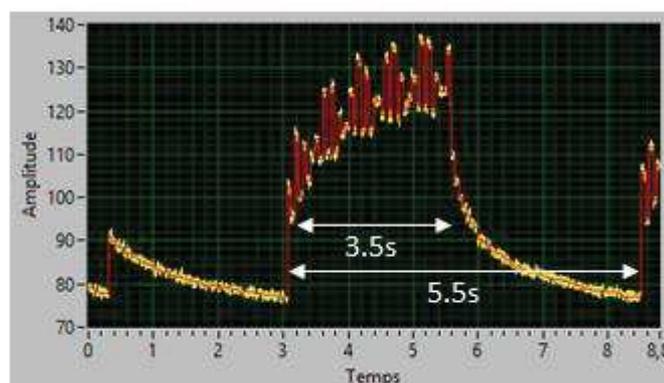


Figure 3-11 – Protocole lent (5.5s) On-Off –  $\Delta T_J = 52^\circ C$

Module	Durée de vie N (kcycle)	IGBT	$\nearrow V_{CEsat}$	Destruction
FID44	547	Haut	4.8%	Non
		Bas	6.1%	Non
FID45	547	Haut	4%	oui
		Bas	9.7%	Non

Tableau 3-6 – Durées de vie des modules vieillis par le protocole lent  $T_{réf} = 80^{\circ}\text{C}$ ,  $\Delta T_J = 52^{\circ}\text{C}$

Durant cet essai (comme dans certains autres), le critère d'arrêt des tests ( $\nearrow V_{CEsat}$  de 3%) a été volontairement dépassé afin de pousser les composants à leur limite et d'analyser les éventuelles dégradations susceptibles d'apparaître en fin de vie d'un module de puissance. Comme dans les cas précédents, le seul mode de dégradation observé est le décollement des fils de bonding.

En comparant ces résultats avec ceux obtenus dans le protocole rapide pour les mêmes paramètres (protocole 1, paragraphe 3.2.1.1), il semblerait donc que la vitesse de cyclage n'ait pas d'influence sur les modes de dégradation qui affectent la face supérieure des modules de puissance en cyclage actif. Le mode de cyclage actif rapide serait donc pertinent et applicable. Néanmoins, le test de deux échantillons dans un seul protocole est insuffisant pour trancher définitivement. Nous verrons, dans l'analyse des résultats proposée au paragraphe suivant, que des questions demeurent sur les effets du passage d'un mode lent à un mode rapide, aux vues des résultats comparés des deux campagnes.

### 3.2.3 Protocole en cyclage alterné (mixte) 2Hz – 5Hz ( $\hat{I}_{Lc} = 200\text{A}$ , $F_d = 13\text{kHz}$ )

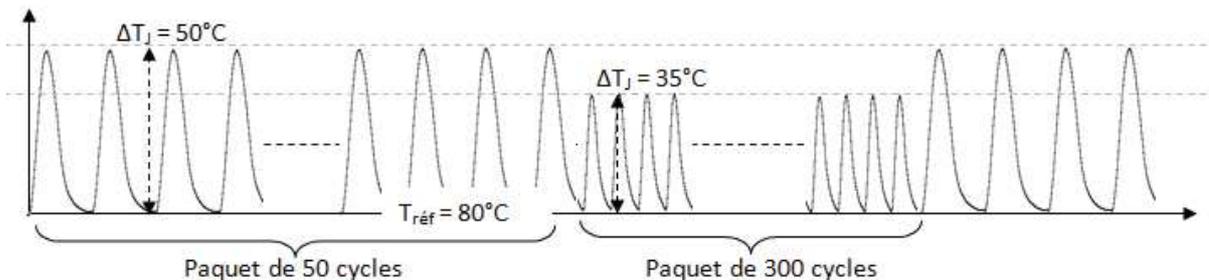


Figure 3-12 – Cyclage mixte à deux  $\Delta T_J$

Le but de cet essai est de réaliser une première évaluation de l'effet de fatigue cumulé provoqué par des cycles d'amplitude variable. S'il est couramment admis que ce cumul est linéaire à processus de dégradation donné, cette hypothèse n'a jamais été véritablement vérifiée à l'aide de tests calibrés.

Rappelons le principe de ce cumul linéaire. Dans l'hypothèse d'un profil de mission imposant une distribution discrète de  $n$  groupes de  $N_p$  cycles correspondant respectivement à  $n$  valeurs  $\Delta T_{Jp}$  de l'amplitude de cycle ( $p$  variant de 1 à  $n$ ), la courbe de durée de vie  $N(\Delta T_J)$  étant connue, la relation suivante doit être respectée [Ciappa 00] :

$$\sum_{p=1}^n \frac{N_{\text{Profil-p}}(\Delta T_{Jp})}{N_p(\Delta T_{Jp})} \leq 1$$

Cette forme discrète permet d'appréhender la notion de linéarité sous-jacente : chaque groupe de cycles thermiques contribue pour une proportion linéaire à la limitation de la durée de vie totale. Un groupe "consommant" X% de sa durée de vie intrinsèque "laisse" un potentiel de (1-X)% à l'ensemble des autres groupes. On peut finalement exprimer une durée de vie équivalente  $N_{eq}$  qui correspond au cas limite de la condition et qui vaut donc :

$$N_{eq} = \sum_1^n N_{Profil-p} \text{ avec } \sum_1^n \frac{N_{Profil-p}}{N_p} = 1$$

Pour effectuer une première vérification de cette composition, nous avons réalisé un essai avec deux cycles d'amplitudes différentes, le premier à 2Hz et 50°C, le second à 5Hz et 35°C, sachant que l'on est bien dans la configuration où le mode de vieillissement est le même dans les deux cas. Dans le premier cas, la durée de vie  $N1$  est d'environ 700 kcycles, dans le second cas, la durée de vie  $N2$  est de 5,7 Mcycles (si l'on fait l'hypothèse que le passage de 2 à 5Hz ne modifie pas la durée de vie). Le test a été mené en répétant une séquence où se succèdent 50 cycles à 50°C et 300 cycles à 35°C. A la fin de ce test, on a donc cumulé  $X1$  cycles à 50°C et  $X2$  cycles à 35°C, avec :

$$X2 = k_X X1 = 6 X1 \text{ et } N2 = k_N N1 = 8.14 N1$$

La condition de composition linéaire s'écrit dans ce cas :

$$\frac{X1}{N1} + \frac{X2}{N2} = \frac{X1}{N1} \left(1 + \frac{k_X}{k_N}\right) = 1$$

Et la durée de vie équivalente vaut théoriquement :

$$N_{eq} = X1 + X2 = (1 + k_X) X1 = \frac{1 + k_X}{1 + \frac{k_X}{k_N}} N1$$

Avec les valeurs numériques de  $k_X$  et  $k_N$ ,  $N_{eq}$  vaut théoriquement 2.8 Mcycles.

Les résultats de cet essai sont présentés dans le tableau 3-7. La durée de vie équivalente obtenue est de 2 Mcycles, donc une valeur expérimentale relativement proche de la valeur théorique, compte-tenu des dispersions. Nous aurions souhaité mener plus d'essais de cette nature avec un plus grand nombre d'échantillons mais le temps nous a malheureusement manqué. A ce stade on ne peut pas réellement parler de vérification définitive de la règle de cumul de fatigue mais ce résultat va néanmoins dans ce sens. Il faut insister sur le fait que la méthode et les moyens mis en place permettent de réaliser maintenant ce type d'essais assez aisément.

Module	$\Delta T_J$ (°C)	Durée de vie $N_f$ (Mcycles)	IGBT	$\nearrow V_{CEsat}$	Destruction
FID46	50c · 50°C +	2	Haut	2%	Non
			Bas	1.5%	Non
FID47	300c · 35°C		Haut	7%	Oui
			Bas	2.5%	

Tableau 3-7 – Durée de vie (protocole mixte 2Hz-5Hz)

Il nous a paru important de mettre ces différents résultats en perspective de ceux obtenus dans le travail précédent [Smet 10] et d'observer ce que donne la juxtaposition de l'ensemble des résultats obtenus sur deux thèses dans une formulation empirique de durée de vie. C'est dont l'objet du paragraphe suivant.

### 3.3 Bilan des tests de vieillissement

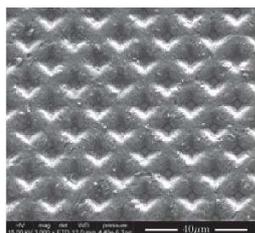
#### 3.3.1 Rappel des résultats précédents

Les résultats des travaux menés par Vanessa SMET [Smet 10] ont été rapidement évoqués dans le chapitre 1. Nous allons apporter ici quelques compléments afin de pouvoir mieux situer nos résultats par rapport aux précédents.

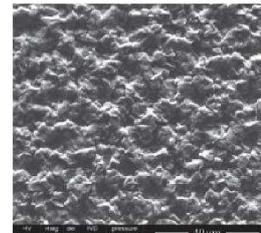
Les modules utilisés dans l'étude de Vanessa SMET provenaient d'un autre assembleur mais intégraient les mêmes puces IGBT et utilisaient une technologie de DBC similaire. Ils ont permis de conclure que les modes de dégradation de la face supérieure d'un module de puissance soumis à des cycles thermiques de forte amplitude (60 à 80°C) étaient majoritairement :

- Le décollement des fils de bonding
- Les fractures des fils de bonding
- La dégradation de la métallisation d'émetteur

La figure 3-14 présente la répartition de ces différentes dégradations en fonction des protocoles de vieillissement appliqués (mode classique on-off). Les dégradations de la métallisation étaient, quant à elles, présentes dans l'ensemble des protocoles mais avec une emprise croissante avec la valeur de  $\Delta T_J$ . La figure 3-13 montre une comparaison de l'état de la métallisation d'émetteur pour deux de ces protocoles de cyclage.



(a) GEM013 après 707kcycles (Tréf = 60°C,  $\Delta T_J$  = 60°C)



(b) GEM007 après 152kcycles (Tréf = 90°C,  $\Delta T_J$  = 80°C)

Figure 3-13 – Etat de la métallisation suite à deux protocoles de vieillissement classiques

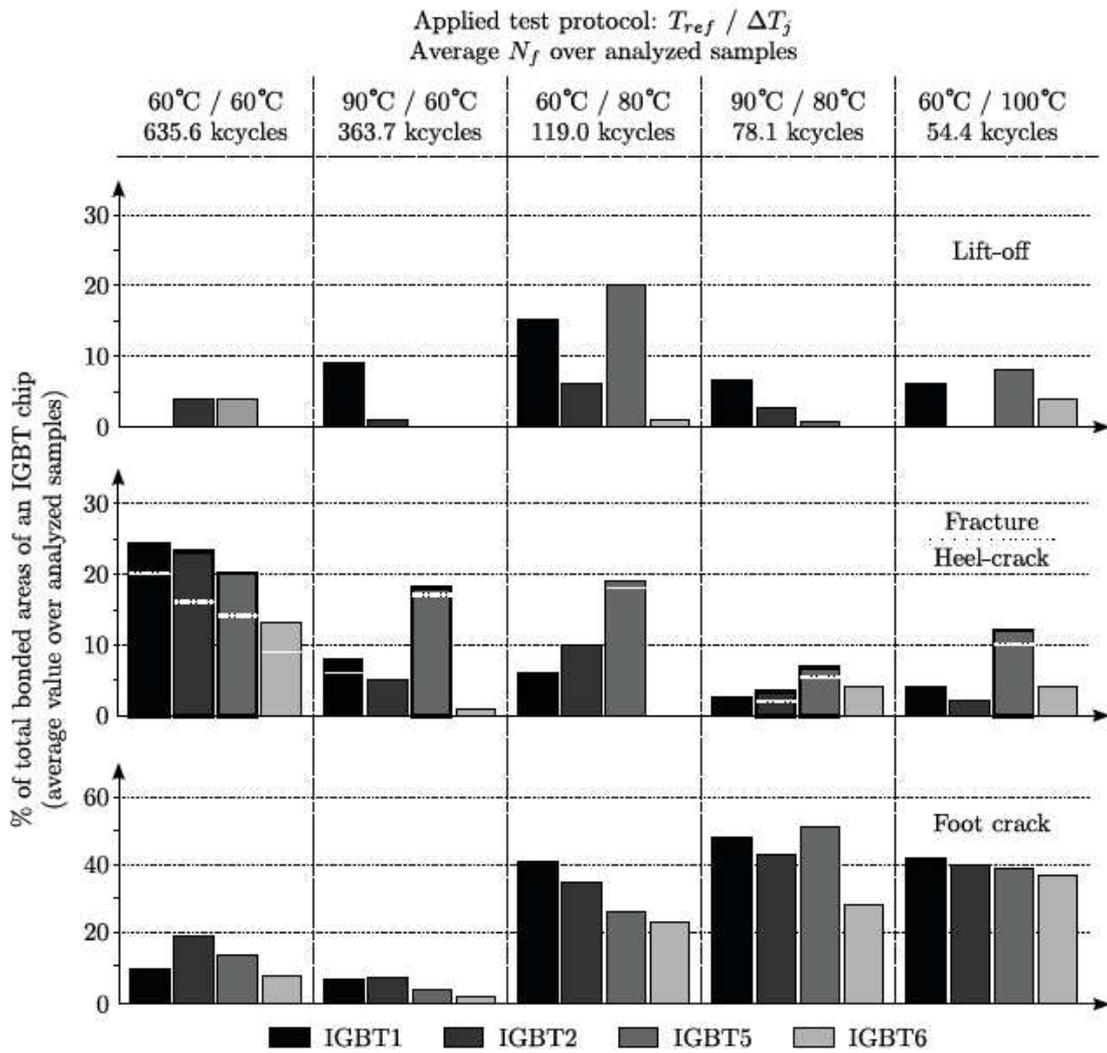


Figure 3-14 – Bilan des modes de dégradation observés en cyclage classique [Smet 10]

A l'issue de cette série de tests, les résultats ont été utilisés pour extraire les paramètres d'un modèle empirique de durée de vie, le modèle de Held [Held 99], qui permet de prendre en compte  $T_{ref}$  et  $\Delta T_j$ . Ce modèle est de la forme : [cf. paragraphe 1.3.4]

$$N_f = \frac{K}{(\Delta T_j)^v} e^{\left(\frac{T_a}{T_{ref}}\right)}$$

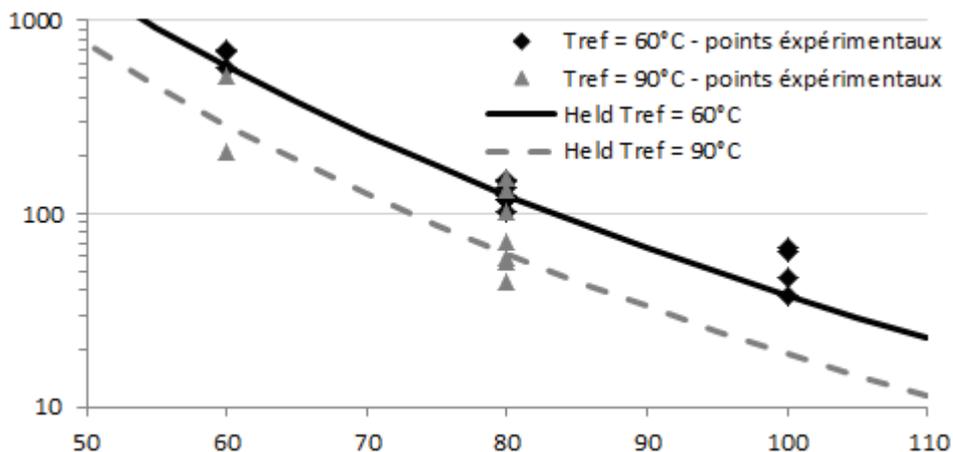


Figure 3-15 – Points expérimentaux et courbes du modèle de Held associées

Malheureusement, le nombre d'échantillons mis en jeu dans des essais de laboratoire est forcément faible et les points sont relativement dispersés. Ce fittage peut néanmoins être considéré comme correct et permet de confirmer la tendance en  $1/\Delta T_J^v$  de l'évolution de la durée de vie.

### 3.3.2 Positionnement des résultats de ce travail

Dans les tests de vieillissement effectués par V. SMET [Smet 10], l'amplitude des cycles thermiques sur la jonction  $\Delta T_J$  était comprise entre 60°C et 100°C pour deux niveaux de température de référence  $T_{réf}$ , 60°C et 90°C. Nos tests rapides correspondent à une gamme complémentaire, avec  $\Delta T_J$  comprise entre 31°C et 52°C pour  $T_{réf} = 80°C$ . Rappelons que le seul mode de dégradation observé lors de ces tests rapides est le décollement des fils de bonding. Les deux campagnes de tests ont donc donné des résultats sensiblement différents en ce qui concerne les modes de dégradation. Malgré ces différences, il n'est pas incohérent de construire des courbes de durée de vie prenant en compte l'ensemble des résultats pour qualifier la robustesse d'un module. Par contre, a priori, la loi de cumul linéaire de fatigue ne peut être pas être globalement appliquée puisque les modes de dégradation évoluent lorsque  $\Delta T_J$  augmente. La figure 3-16 présente dans le même graphe l'ensemble des résultats expérimentaux en regard des courbes du modèle de Held défini dans la thèse de V. SMET.

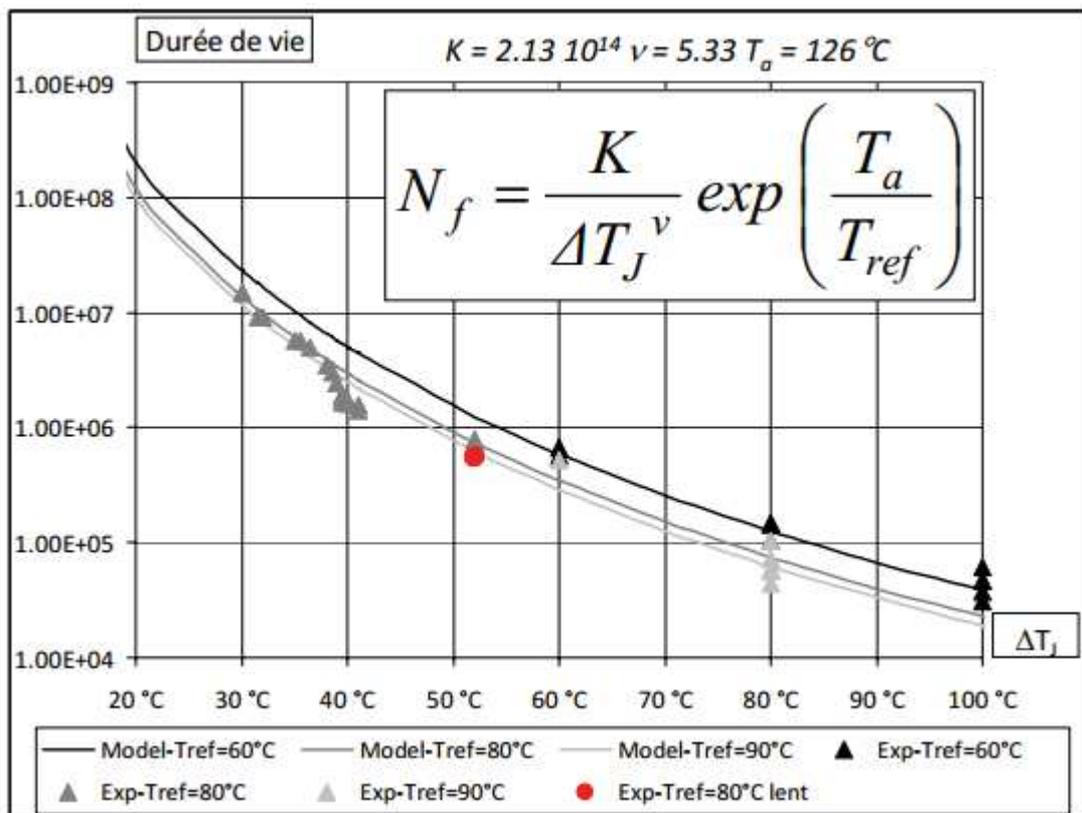


Figure 3-16 – Ensemble des résultats expérimentaux et courbes du modèle de Held associées à la première campagne

Ce graphe montre que les points obtenus avec les nouveaux protocoles à plus faibles  $\Delta T_j$  se positionnent plutôt bien dans ce graphe, alors que l'on aurait pu s'attendre à une modification de la tendance traduisant l'évolution des modes de dégradation. Avec les éléments en notre possession, il n'est pas possible d'aller plus loin dans les conclusions. Au vu de ces courbes, on est en droit de se poser la question de l'applicabilité de la règle de cumul linéaire. Il aurait été intéressant de mener des essais mixant des cycles appartenant aux deux gammes d'amplitudes mais là aussi le temps nous a manqué.

Il n'en reste pas moins que les processus de dégradation observés dans les deux campagnes sont notoirement différents et ceci mérite une analyse plus approfondie qui fait l'objet du paragraphe suivant.

### 3.3.3 Analyse des modes de dégradation

#### 3.3.3.1 Dégradation de la métallisation d'émetteur

Si la métallisation et les fils de bonding sont tous en aluminium, leurs structures métallurgiques ne sont pas identiques et, en particulier, les tailles des grains sont différentes. La métallisation est une couche mince d'aluminium de  $5\mu\text{m}$  dont les grains ont un diamètre de l'ordre de  $2\mu\text{m}$  tandis que dans le cas des fils de bondings, dont le diamètre est de  $300\mu\text{m}$ , les grains ont un diamètre de l'ordre de  $10\mu\text{m}$  [cf. figure3-17].

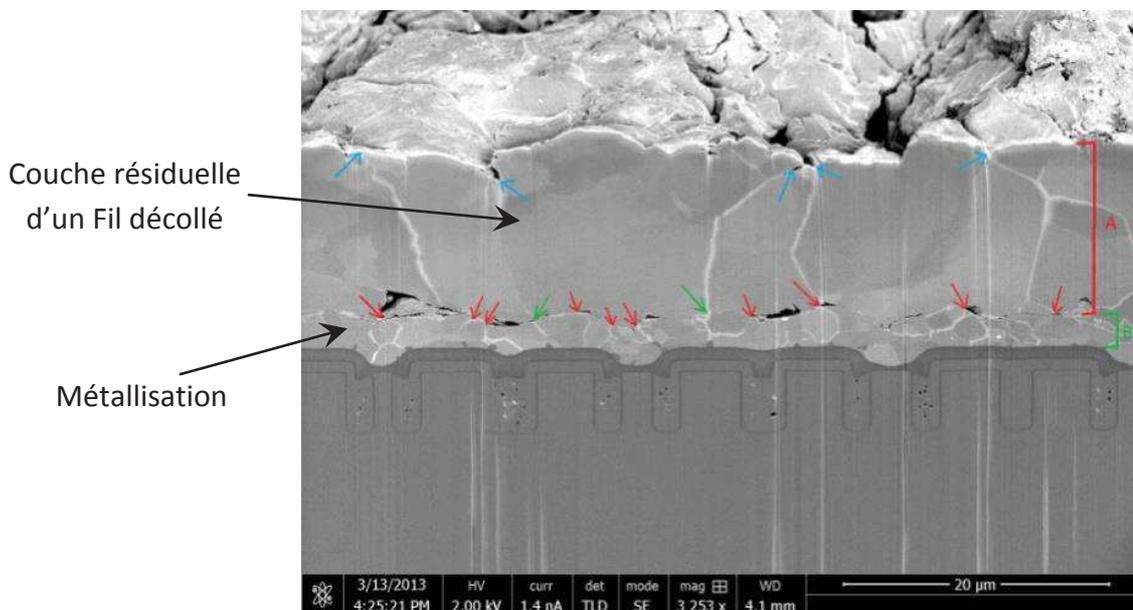


Figure 3-17 – Structure morphologique fil-métallisation (FIB)

Cette différence de morphologie induit une forte différence des caractéristiques mécaniques. La figure 3-18 présente l'évolution de la caractéristique mécanique (contrainte-déformation) de l'aluminium en fonction de la taille des grains.

En effet, il a été constaté que la limite d'élasticité est généralement inversement proportionnelle à la taille des grains. Cette relation est donnée par la loi de Hall Petch qui a pour expression :

$$\sigma_y = \sigma_0 + \frac{k}{\sqrt{d}}$$

Où :

- $\sigma_y$  : Limite d'élasticité en (Pa)
- $\sigma_0$  et  $k$  : Constantes
- $d$  : diamètre moyen des grains

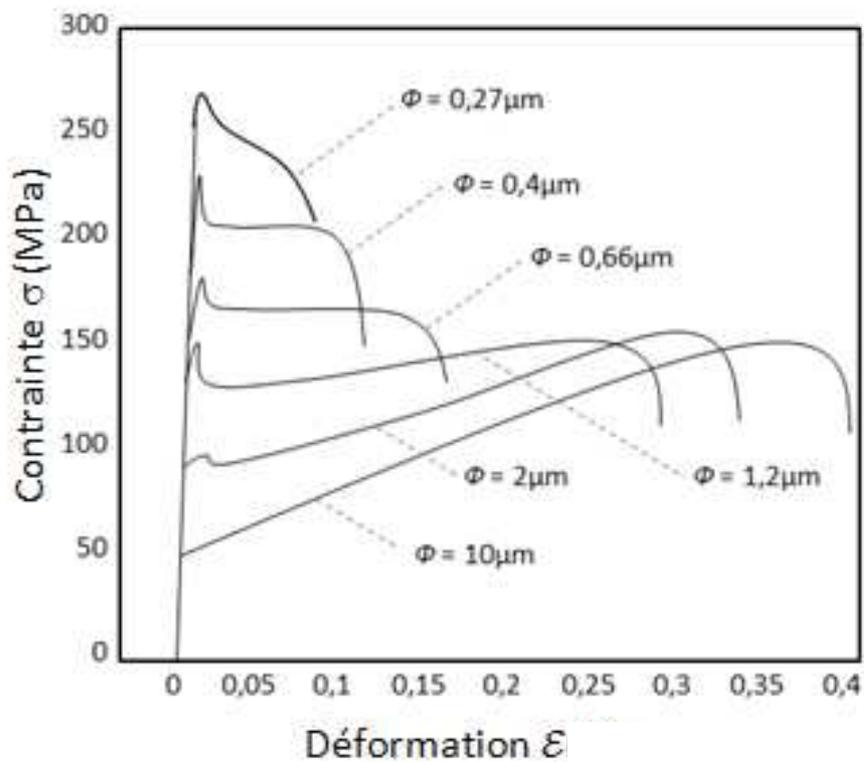


Figure 3-18 – Lois de comportement de l'aluminium pour plusieurs tailles de grains [Tsuji]

Etant donné que la couche d'aluminium est déposée sur le silicium, sa température est imposée par la puce et les contraintes thermo-élastiques engendrées par le cyclage thermique peuvent se calculer par la relation :

$$\sigma_{eq} = E \cdot \epsilon_{eq}$$

$$\epsilon_{eq} = \frac{\Delta T \cdot \Delta \alpha}{1 - \nu}$$

Soit :

$$\sigma_{eq} = E \cdot \frac{\Delta T \cdot \Delta \alpha}{1 - \nu}$$

Avec :

- E : module de Young
- $\Delta T$  : amplitude de cycle thermique
- $\Delta\alpha$  : différence de CTE (Al-Si)
- $\nu$  : coefficient de poisson
- $\mathcal{E}_{eq}$  : déformation élastique équivalente

	$\frac{d\alpha}{dT}$ (CTE) ( $10^{-6}\text{°C}^{-1}$ )	$\nu$	E (GPa)
Al	23	0.33	72
Si	3	0.23	170

Tableau 3-8 – Propriétés thermomécaniques Al-Si

Ces relations ne sont valables que pour le domaine élastique. Si les contraintes calculées sont supérieures à la limite d'élasticité, les déformations sont alors irréversibles (plastiques) et les relations précédentes ne sont plus applicables. Dans le cas de la métallisation (grains de  $2\mu\text{m}$ ), la limite d'élasticité se situe aux alentours de 85MPa. Le tableau 3-9 présente les contraintes induites par le couplage thermo-élastique calculées par l'expression de  $\sigma_{eq}$  pour plusieurs amplitudes de cycles thermiques. A partir de 50°C, les résultats obtenus avec la formulation élastique n'ont plus de sens mais permettent de montrer que la métallisation a quitté le domaine correspondant.

$\Delta T_j$	40°C	50°C	60°C	90°C
$\sigma_{eq}$	84MPa	110MPa	132MPa	200MPa

Tableau 3-9 – Contraintes thermomécaniques au niveau de la métallisation pour plusieurs protocoles de cyclage

Nous pouvons alors émettre l'hypothèse que les protocoles de vieillissement ayant des amplitudes de cycles thermiques inférieures à 40°C n'induisent pas de dégradations visibles au niveau de la métallisation dans la limite de durée de vie finalement imposée par les fils de bonding. Par contre, au-delà de 50°C les déformations deviennent de plus en plus importantes, entraînant le matériau dans le domaine plastique et provoquant l'accroissement de la fatigue thermique. Cela dit, il est important de préciser que les raisonnements précédents restent dans le cadre de déformations faibles. Ce n'est pas le phénomène de rupture apparaissant sur les courbes de la figure 3-18, obtenues en traction monotone, qui provoque l'endommagement des fils.

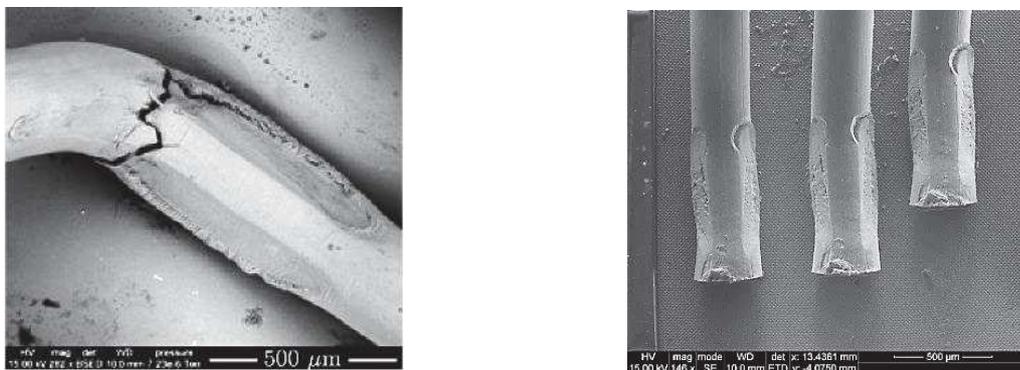
Le dépassement de la limite élastique pour des valeurs de  $\Delta T_j$  autour de 40 à 50°C peut donc expliquer le fait que la métallisation présentait d'importantes dégradations lors des anciens tests de vieillissement (classiques) (figure 3-13b), tandis que la métallisation reste parfaitement intacte dans le cas des tests rapides, y compris pour des  $\Delta T_j = 50^\circ\text{C}$ . Cette dernière constatation reste surprenante car, pour les protocoles à  $\Delta T_j=60^\circ\text{C}$  appliqués dans la campagne précédente, donc relativement proches en terme d'amplitude thermique, les métallisations présentaient des dégradations modérées mais néanmoins visibles.

Avec les résultats obtenus sur les échantillons FID44 et FID45, nous avons a priori démontré que, jusqu'à une variation de 50°C, la période de cyclage n'avait pas d'influence. A partir de 60°C (précédents tests) des mécanismes de vieillissement différents ont été observés. Malheureusement, il n'est pas possible de faire des tests rapides à 60°C donc

d'évaluer l'influence de la période de test dans cette gamme. Néanmoins, ces observations semblent indiquer que des mécanismes de fatigue dépendant du temps interviennent probablement pour les cycles thermiques d'amplitude élevée. Si cette hypothèse était vérifiée, cela signifierait qu'il existe un effet de seuil assez notable, puisque le passage de 50°C de variation à 60°C serait la zone de modification du comportement. Nous reviendrons sur ce point à la fin de ce chapitre.

### 3.3.3.2 Fracture des fils de bonding

En comparant les résultats issus des tests de vieillissement par cyclage lent menés par Vanessa SMET [Smet 10] à ceux issus de nos tests par cyclage rapide, on observe une différence majeure qui est l'absence de fracture dans le deuxième cas (figure 3-19). Nous allons tenter ici de trouver un début d'explication à cet écart de comportement.



(a) GEM012  $\Delta T_J = 60^\circ\text{C}$ ,  $T_{\text{réf}} = 60^\circ\text{C}$  après 574 kcycles      (b) FID04  $\Delta T_J = 50^\circ\text{C}$ ,  $T_{\text{réf}} = 80^\circ\text{C}$  après 713 kcycles

Figure 3-19 – Pieds de bonding après cyclage classique / rapide

En observant la forme géométrique des pieds de bonding, nous pouvons constater qu'ils forment avec le reste du fil une courbure paramétrée par l'angle de reprise de bonding. Les différences de CTE et l'échauffement de ces fils au contact de la puce de puissance provoquent une modification de la courbure qui induit des contraintes mécaniques. L'ordre de grandeur est de quelques 0.01% pour une élévation  $\Delta T$  de 50°C [Ciappa 02].

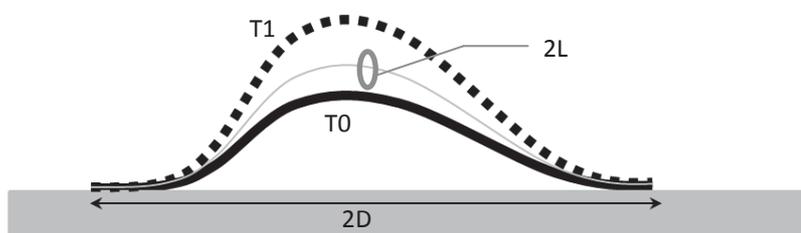


Figure 3-20 – Paramètres géométriques d'une courbure de pied de bonding

Dans l'hypothèse d'une température homogène sur le fil de bonding, les contraintes thermomécaniques au niveau du coude peuvent être calculées par la relation : [Hu & al 91]

$$|\sigma_H| = 6 \cdot E \cdot \frac{r}{D} \cdot \left(\frac{L}{D} - 1\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left(2\alpha_s + \frac{\alpha_s - \alpha_f}{1 - \frac{D}{L}}\right) \cdot \Delta T$$

Avec :

- 2L : longueur de boucle (7mm)
- 2D : distance entre les deux points de soudure (5mm)
- r : rayon des fils de bonding (150µm)
- $\alpha_s$  : CTE Silicium (substrat) ( $3 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ )
- $\alpha_f$  : CTE Aluminium (fil) ( $23 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ )

Le tableau 3-10 donne les contraintes calculées au niveau du coude de bonding pour plusieurs amplitudes de cycle thermique.

$\Delta T$	40°C	50°C	60°C	80°C	100°C
$\sigma_H$	40 MPa	51 MPa	61 MPa	82 MPa	102 MPa

Tableau 3-10 – Contraintes thermomécaniques au niveau du coude de pied de bonding pour plusieurs protocoles de cyclage

Pour des fils de bonding ayant des grains de 10 µm, la limite d'élasticité est estimée à 50MPa [cf. figure 3-18]. D'après les valeurs théoriques données par le tableau précédent, il est donc probable que les cycles thermiques inférieurs à 50 °C n'engendrent pas de déformations plastiques significatives, en tout cas d'un point de vue macroscopique. Ceci expliquerait l'absence des fractures de pieds de bonding sur les modules vieillies dans cette plage de température. En revanche, ce mode de défaillance était bien marqué lors des tests de vieillissement menés précédemment dans [Smet 10] pour lesquels les amplitudes de cycles thermiques étaient supérieures à 50°C.

Cette amorce d'explication n'est malheureusement pas satisfaisante. En effet, nous verrons dans la partie suivante, qui concerne le décollement des pieds, que les contraintes au niveau de la zone d'attache sont plus importantes que celles localisées au niveau des coudes. Les contraintes thermiques plus élevées dans les essais de [Smet 10] auraient donc dû conduire à une proportion beaucoup plus importante de décollements que celle observée (figure 3.14).

### 3.3.3.3 Décollement des fils de bonding

La propagation des fissures au niveau de l'interface fil de bonding-puce est l'unique mode de dégradation observé durant nos essais. Il existait dans la précédente campagne mais de façon beaucoup moins systématique et cohabitait avec les autres modes. L'apparition de ces fissures est causée par le processus de cyclage, favorisée éventuellement par l'existence de défauts initiaux résultant du processus de soudage tel qu'illustré sur la figure 3.3. En effet, lorsque les contraintes thermomécaniques causées par le cyclage thermique dépassent la

limite d'élasticité du matériau, une déformation plastique se produit. A contraintes cycliques répétées, les déformations plastiques se cumulent jusqu'à atteindre le point de rupture formant ainsi des microfissures (amorçage de fissures) [Ciappa 00, [LE 09].

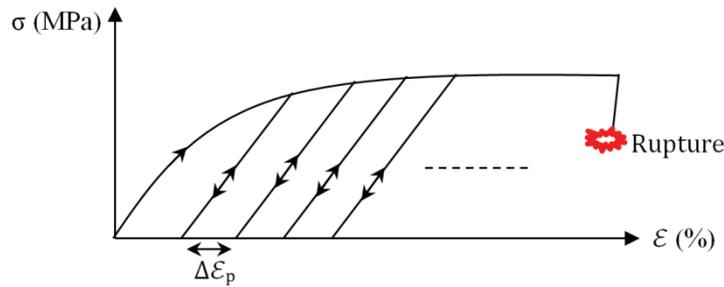


Figure 3-21 – Courbe contrainte-déformation en chargement cyclique

Les contraintes thermomécaniques à l'origine de ce mode de défaillance sont dues à la disparité des coefficients de dilatation thermique CTEs entre l'aluminium et le silicium. Le décollement des fils de bonding est donc essentiellement dû à la dilatation contrariée et les déformations au niveau de la zone d'attache sont essentiellement dues aux contraintes de cisaillement. Bien que toute la surface de bonding soit concernée, les contraintes sont plus importantes au niveau des bords de la zone d'attache [Hutchinson 96, Hu & al 91].

Considérons la configuration suivante dans laquelle on note  $L_w$  la distance entre le centre et le bord de l'attache :

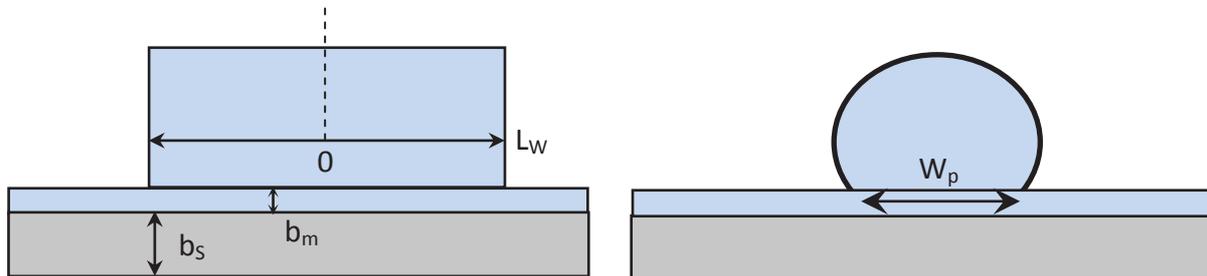


Figure 3-22 – Pied de bonding, (a) : coupe transversale, (b) : coupe frontale

Les contraintes à tout point  $-L_w \leq x \leq L_w$  peuvent être calculées à l'aide de la relation suivante : [Hu & al 91]

$$\sigma_T(x) = \sqrt{\frac{1}{4} \sigma_l^2(x) + \tau^2(x)}$$

Avec :

$$\tau(x) = \frac{G_f \Delta T}{b_m Z} \Delta \alpha \frac{\sinh(Z x)}{\cosh(Z L_w)} \quad \text{Composante de cisaillement}$$

$$\sigma_l = \frac{r G_f \Delta T}{Z^2 \cdot A_f \cdot b_m} \Delta \alpha \left( 1 - \frac{\sinh(Z x)}{\cosh(Z L_w)} \right) \quad \text{Composante longitudinale}$$

$$Et Z = \sqrt{\frac{G_f}{b_m} \left[ \frac{r}{E A_f} + \frac{(1-\nu)W_p}{E_S A_S} \right]}$$

Où :

- $G_f$  : module de cisaillement de l'aluminium  
 $\frac{E}{2(1+\nu)}$
- $b_m$  : épaisseur de la métallisation  $5\mu\text{m}$
- $W_p$  : largeur de la zone d'attache  $250\mu\text{m}$
- $E_S$  : module de Young du substrat ( $E_{\text{silicium}} = 170 \text{ GPa}$ )
- $A_S$  : Section effective de de la zone d'attache ( $b_S W_p$ )
- $b_S$  : épaisseur du substrat  $70\mu\text{m}$
- $A_f$  : Section des fils de bonding

Les contraintes maximales sont ainsi obtenues pour  $x = |L_w|$ . Le tableau 3-11 donne les valeurs de contraintes aux bords de la zone de bonding pour plusieurs amplitudes de cycle thermique.

$\Delta T$	24°C	40°C	50°C	60°C	80°C	100°C
$\tau$	118MPa	197MPa	246MPa	295MPa	393MPa	492MPa

Tableau 3-11 - contraintes maximales sur une zone de bonding à plusieurs  $\Delta T$

Une première observation est qualitative : l'existence des contraintes maximales périphériques semble confirmée par les résultats expérimentaux. La figure 3-23 montre l'état d'une zone d'attache partiellement dégradée par le développement de fissures sur les bords.

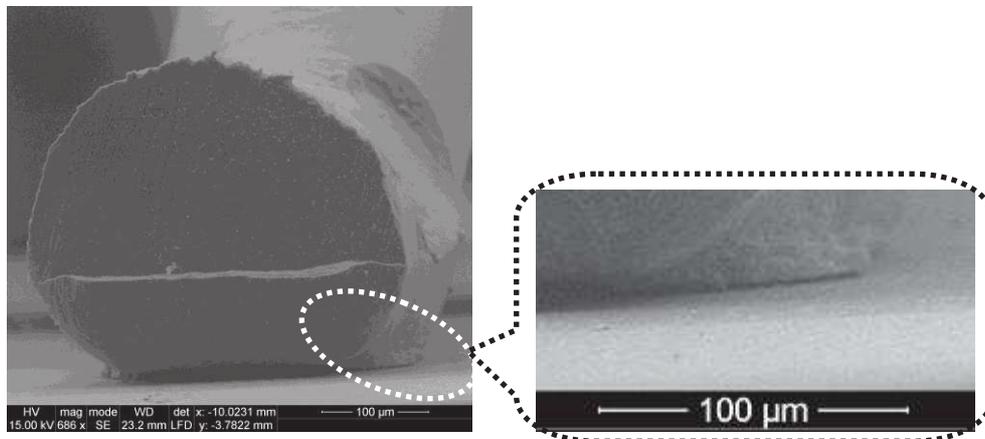


Figure 3-23 – Rupture partielle bonding-puce  
(FID06 IGBT B après 746 kcycles,  $T_{\text{réf}}=80^\circ\text{C}$ ,  $\Delta T_J=50^\circ\text{C}$ )

Bien que la connexion bonding-puce ne soit pas totalement rompue, ces fissures entraînent une réduction de la surface de contact, et par conséquent une augmentation de  $V_{\text{CEsat}}$  doit être observée. Ceci a été confirmé par l'analyse de plusieurs modules. Par exemple, le module FID06 a présenté au cours du test une augmentation de  $V_{\text{CEsat}}$  (100A,  $125^\circ\text{C}$ ) de 2% et l'analyse "post-test" a montré que neuf fils de bonding présentaient des ruptures partielles similaire à celle de la figure 3-23.

Suite à l'apparition de ces fissures sur les bords, celles-ci se propagent vers le centre sous l'effet cyclique et peuvent finalement provoquer ainsi le décollement des fils de bonding (figure 24).

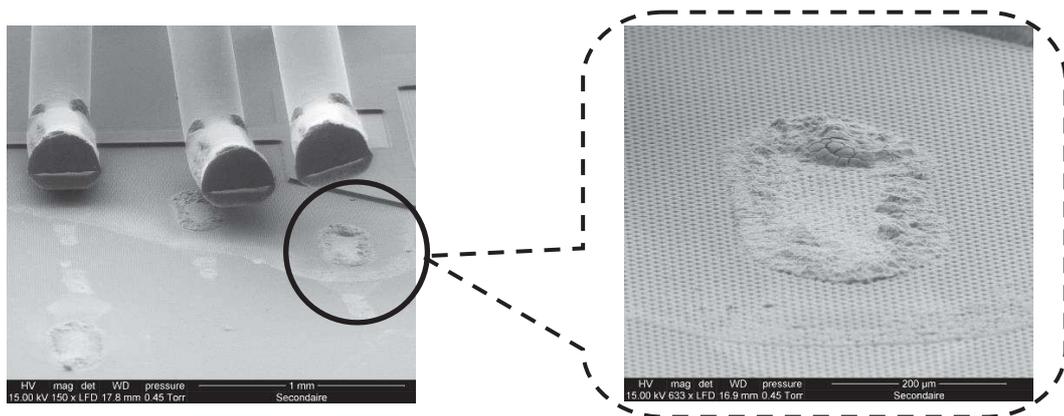


Figure 3-24 – FID29 IGBT B après 2.5Mcycles ( $T_{réf} = 80^{\circ}\text{C}$ ,  $\Delta T_J = 39^{\circ}\text{C}$ )

La seconde observation est d'ordre quantitatif : les résultats de ce calcul simple montrent que la limite d'élasticité théorique est largement dépassée, y compris pour des amplitudes de cycles faibles pour lesquelles les durées de vie sont pourtant considérables ( $> 10^7$  cycles, nous n'avons pas pu la mesurer dans nos tests). L'identification de la limite élastique est donc notoirement insuffisante pour tirer de vraies conclusions.

Pour aller plus loin il est donc nécessaire d'envisager des lois de comportement beaucoup plus élaborées intégrant des modèles de fatigue. La prise en compte d'effets d'érouissage est une première piste à considérer pour analyser ce mode de décollement. Cette piste sera suivie dans le chapitre 4 à l'aide de simulations par éléments finis.

Cela dit, il semble improbable qu'elle permette d'aboutir à une interprétation physique satisfaisante des différences de dégradation évoquées dans les paragraphes précédents, à savoir la dégradation des métallisations, la fracturation fréquente des fils eux-mêmes et le faible taux de décollement obtenus dans les tests de Vanessa SMET [Smet 10]. Compte-tenu des périodes beaucoup plus faibles utilisés, nous sommes fortement tentés d'évoquer de nouveau l'hypothèse de mécanismes dépendants du temps, bien que la température de fluage de l'aluminium soit estimée à  $170^{\circ}\text{C}$ , valeur qui n'est jamais atteinte dans ces tests.

D'autres résultats vus dans la littérature semblent aller dans ce sens. Dans [Scheuermann 13], les auteurs décrivent des tests pratiqués à forte amplitude thermique ( $\Delta T_J = 70^{\circ}\text{C}$ ) avec des périodes variant de quelques 0.1Hz à quelques Hz. Leurs résultats (figure 3-25) montrent une augmentation de la durée de vie avec l'augmentation de la fréquence des tests, à même  $\Delta T_J$  phénomène que nous n'avons pas observé (vérification FID44 et FID 45). Notre analyse de leurs résultats est la suivante :

- L'amplitude élevée de leur cycle conduit l'aluminium dans la zone de fluage.
- A  $\Delta T_J \leq 50^{\circ}\text{C}$  (nos tests), cette zone n'est pas atteinte.
- La zone de fluage étant atteinte dans leur cas, la fréquence a une influence sur la durée de vie. Entre 0.1Hz et 1Hz, on peut observer un facteur proche de 10 entre les durées de vie, ce qui correspond à des durées des tests quasiment identiques.

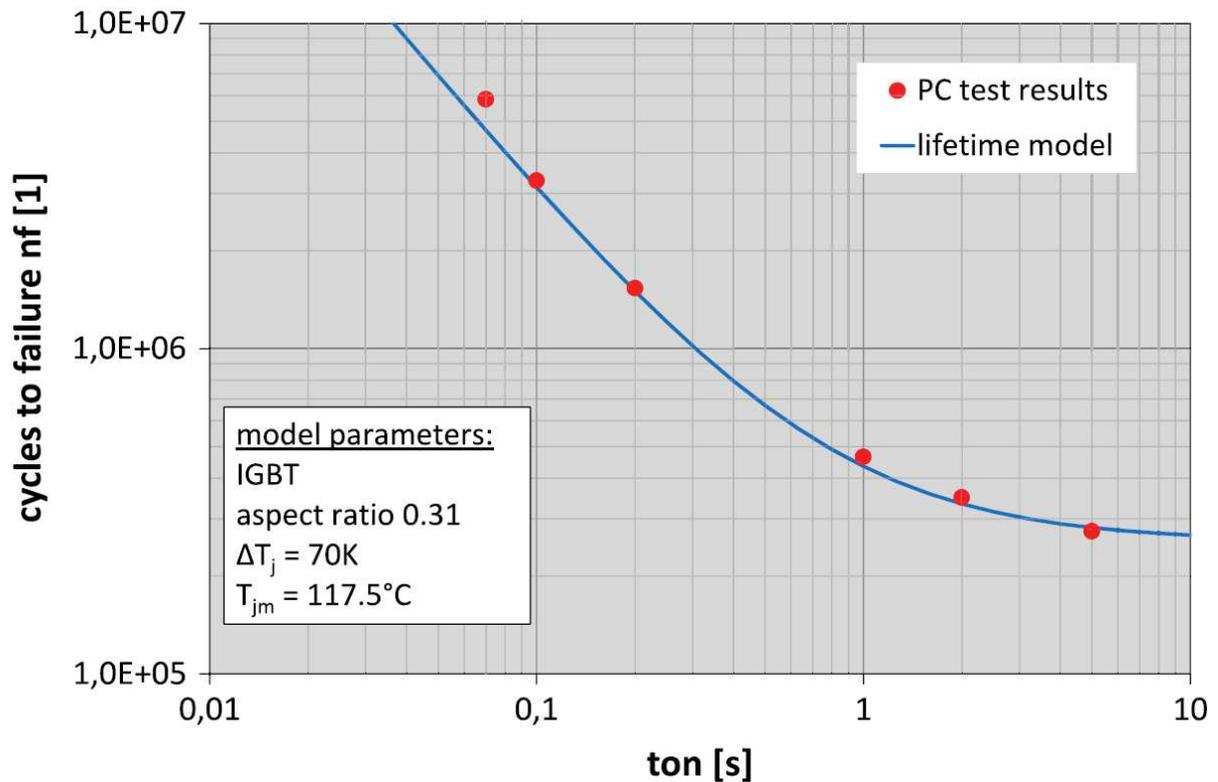


Figure 3-25 – Dépendance durée de vie – vitesse de cyclage [Scheuermann 13]

Si ces hypothèses se révélaient justes, les conséquences seraient les suivantes :

- Les tests à fortes amplitudes de cyclage provoquent une évolution des modes de dégradation donc ne sont pas représentatifs de ce qui se passe pour des amplitudes plus basses, qui sont celles des applications réelles.

- Pratiqués à amplitudes plus basses, les tests accélérés proposés dans ce travail resteraient représentatifs et permettraient un gain considérable sur les durées de tests.

La vérification de ces hypothèses suppose un investissement supplémentaire considérable à placer dans les perspectives.

Sur le plan expérimental, il serait nécessaire de vérifier sur de plus nombreux échantillons et pour plusieurs valeurs d'amplitude de cycle dans la gamme 30°C-50°C que la durée de vie est définitivement indépendante de la fréquence. Ceci est réalisable dans une gamme allant de 0.1Hz à 5Hz.

Sur le plan de la modélisation, on peut déjà indiquer que l'approche présentée dans le chapitre 4 ne permet pas d'apporter de réponse à ces questions. Dans de futurs travaux, il faudrait donc approfondir les conditions d'apparition d'éventuels mécanismes de fluage et mettre en œuvre des modèles adaptés pour en évaluer les effets sur les modes de dégradation.

## **CHAPITRE IV**

# **MODELISATION THERMOMECHANIQUE DE LA FACE SUPERIEURE D'UN MODULE DE PUISSANCE SOUMIS A UN CYCLAGE ACTIF**

## 4.1 Préambule

Dans cette partie nous allons nous intéresser à la modélisation et la simulation du comportement thermique d'un module de puissance (MICROSEMI APTGT200A60T3AG) par la méthode des éléments finis à l'aide du logiciel COMSOL. Toute modélisation utilisant la méthode des éléments finis s'effectue en trois étapes comme indiqué sur l'organigramme de la figure [4-1].

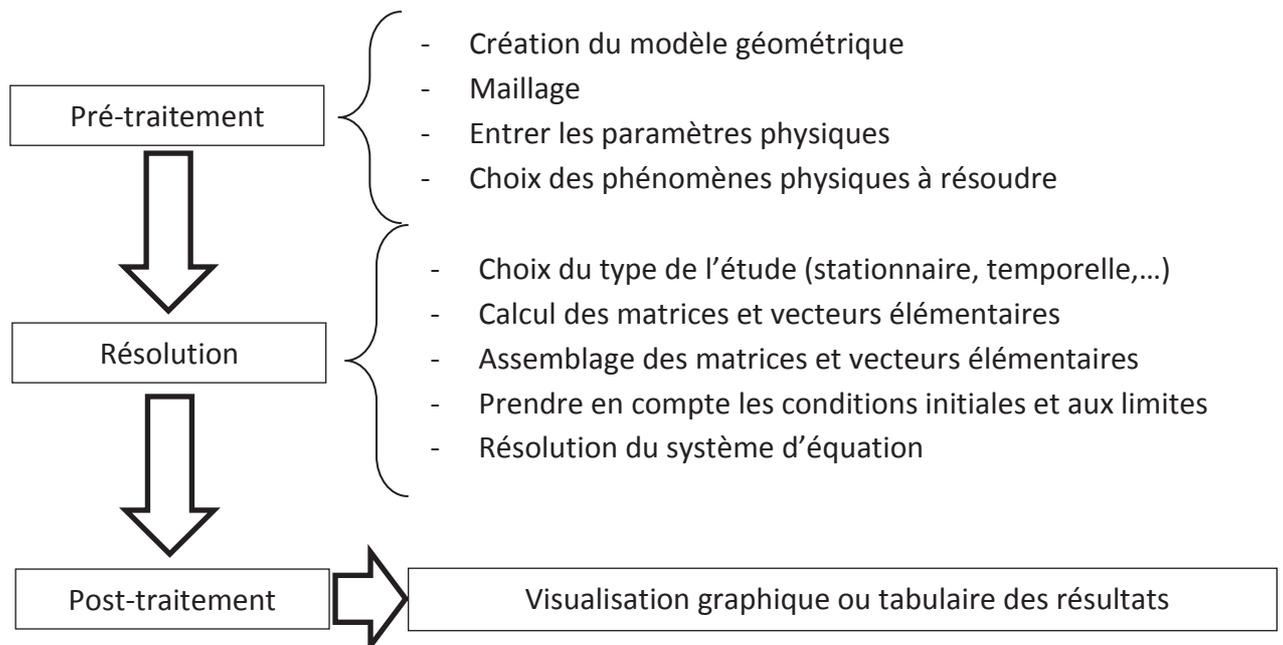


Figure 4-1 – Principe de la modélisation par éléments finis

La modélisation par cette méthode consiste à rechercher une solution approchée sur une discrétisation de la géométrie du système physique étudié. La géométrie est découpée en mailles reliées par des nœuds. La solution est interpolée sur une base de fonctions définies pour chaque élément du maillage. Dans ce contexte, une maille et ses fonctions d'interpolation constitue un élément fini. La résolution est basée sur un ensemble d'équations, de conditions aux limites et de conditions initiales. Dans notre cas la résolution se fait par des équations aux dérivées partielles qui comportent des termes exprimés en fonction de la variable de la grandeur recherchée (ici T) et ses dérivées spatiales et temporelles. Les conditions aux limites définissent la valeur de T ou de ses dérivées spatiales aux frontières de la géométrie et les conditions initiales permettent d'avoir un point de départ pour les calculs.

## 4.2 Modélisation thermique

### 4.2.1 Principe

Nous avons vu précédemment que si la chaleur dissipée dans les puces (IGBTs et diodes) présente des variations, l'assemblage de puissance subit des contraintes mécaniques cycliques proportionnelles aux contraintes thermiques.

Il a été également évoqué que l'assemblage de puissance est constitué d'un empilement de différentes couches de différents matériaux, allant des puces semi-conductrices à la semelle. Cet assemblage est couvert d'un gel silicone de protection. Le transfert de chaleur au niveau de la face supérieure peut alors se faire par :

- 1) Conduction : face supérieure vers le gel silicone
- 2) Conduction : face supérieure vers les couches inférieures de l'assemblage

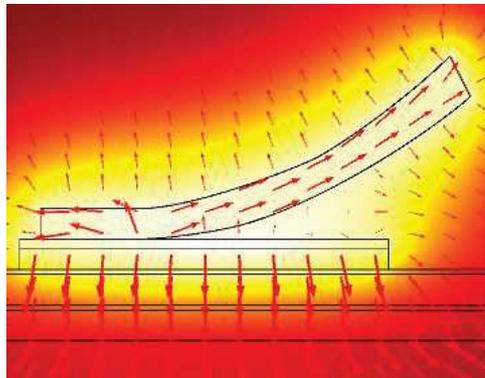


Figure 4-2 – Model thermique (dimensions non réelles)

Comme évoqué dans les paragraphes 2.2.1 et 2.2.2, les pertes dépendent des paramètres électriques et fonctionnels du circuit dans lequel les modules de puissance opèrent (courant  $I_C$ , fréquence de découpage  $F_d$ , ...). Le tableau 4-1 donne les puissances moyennes théoriques dissipées dans une puce IGBT pour différents protocoles de vieillissement.

$\hat{I}_{LC} / F_d$	200A / 13kHz	170A / 11kHz	154A / 11kHz	140A / 11kHz
$P_{\text{tot-IGBT}}$	108W	84W	72W	64W

Tableau 4-1 – Puissance dissipée dans une puce IGBT pour plusieurs points de fonctionnement

Etant donné que les fils de bonding assurent l'interconnexion puce-contacts, le courant circulant dans chaque fil de bonding induit des pertes par effet joule. Dans notre cas les fils de bondings ont une longueur de boucle de 7mm et un diamètre de 300 $\mu\text{m}$ . La résistivité de l'aluminium étant de 26  $10^{-9} \Omega\text{m}$ , la résistance de chaque boucle de bonding est d'environ 2.6m $\Omega$ . Quant au courant circulant dans chaque fil de bonding (avant la première reprise d'émetteur), il est égal au courant d'IGBT ( $I_{\text{IGBT}}$ ) divisé par le nombre de fils de bonding mis en parallèles. Dans les modules de MICROSEMI faisant l'objet de notre étude, l'interconnexion d'une puce IGBT se fait par 12 fils de bonding. Prenons par exemple, le cas

où le courant de charge  $\hat{I}_{Lc} = 200A$ , le courant efficace circulant dans chaque puce IGBT et diode est donné par la relation :

$$I_{C-eff} = \frac{\hat{I}_{Lc}}{\sqrt{8}} = 70A$$

En supposant que la répartition du courant dans les fils de bonding est équilibrée, le courant efficace circulant dans la boucle est 2.9 A (on considère que la moitié du courant passe dans la première reprise d'émetteur  $\frac{\hat{I}_{Lc}}{2 \cdot 12 \cdot \sqrt{8}}$ ). Les pertes par effet joule sont donc de 22mW par boucle, ce qui est négligeable devant le flux de chaleur généré par les puces de puissance. L'écart de température dû à l'auto-échauffement des fils de bonding sur le long d'une boucle est donné par la relation suivante [Smet 10] :

$$\forall x \in [0, \bar{l}], \Delta T_{boucle}(x) = \frac{8 \cdot \rho_{Al} \cdot (I_{boucle})^2}{\pi^2 \cdot \lambda_{Al} \cdot d_{fil}^4} \cdot (\bar{l}x - x^2)$$

Avec :

- $\lambda_{Al}$  : conductivité thermique de l'aluminium (237W/m·K)
- $d_{fil}$  : Diamètre des fils de bonding (300 $\mu$ m)
- $I_{boucle}$  : Courant traversant le fil de bonding
- $\bar{l}$  : longueur de la boucle formée par les fils de bonding (7mm)

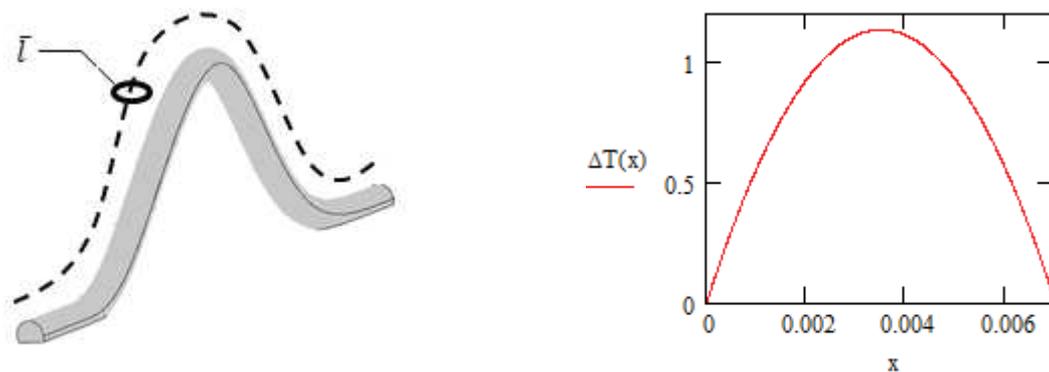


Figure 4-3 – Evaluation de l'écart de température sur le long d'un fil de bonding (Auto-échauffement)

Il est donc clair que l'échauffement des fils de bonding dépend essentiellement de l'échange thermique avec la puce de puissance sur laquelle ils sont soudés. Leur auto-échauffement par effet joule peut être négligé. Le transfert de chaleur entre les fils de bonding et leur environnement se fait donc soit par conduction entre la surface des fils et le gel silicone soit par conduction au sein des fils jusqu'aux puces de puissance, le flux est transféré par la suite à l'assemblage par conduction. Vu la faible conductivité thermique du gel silicone  $\lambda_{gel}$  qui est de l'ordre de 0.35W/m·K, nous considérerons que le flux de chaleur est majoritairement transféré par conduction (fil-assemblage), ce qui permet de réaliser l'analyse thermique en négligeant le gel silicone.

## 4.2.2 Modélisation EF thermique d'un module de puissance

Toutes les simulations sont effectuées à l'aide du logiciel Comsol. Les observations précédentes permettant de négliger les fils de bonding dans la modélisation thermique du module. De plus, l'échange à travers le gel silicone n'étant pas significatif, ce dernier est considéré comme une couche isolante thermique.

Nous avons également évoqué que la température de référence qui détermine le niveau bas des cycles thermiques est fixée par le système de régulation de température. Dans notre modèle, la température de la face inférieure de la semelle est donc fixée à 80°C.

Le modèle est alors tel que donné par la figure 4-4. Les paramètres géométriques, thermiques et électriques des différents matériaux constituant le modèle sont donnés dans le tableau 4-2.

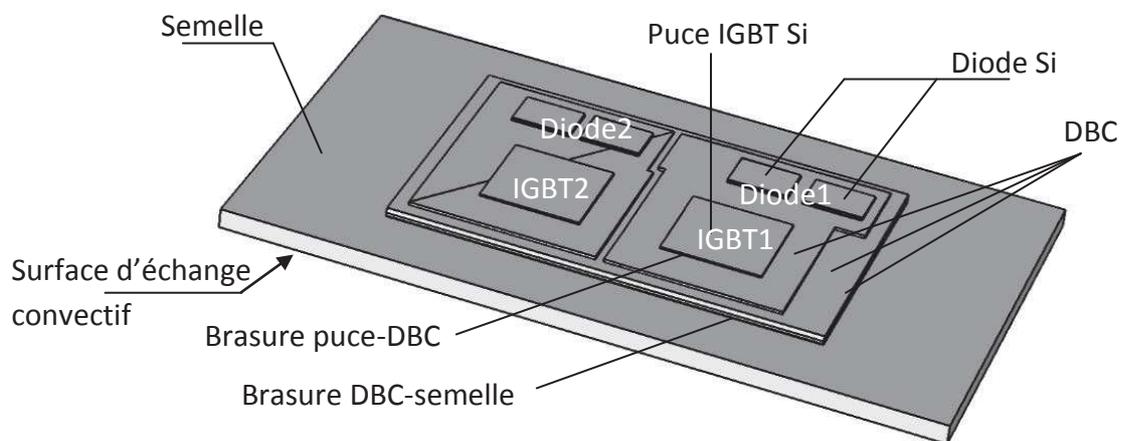


Figure 4-4 – Géométrie du module MICROSEMI

	Epaisseur $e \cdot p \cdot l$ ( $\mu\text{m}$ )	Conductivité é thermique $\lambda$ (W/m.K)	Capacité calorifique $C_p$ (J/kg.K)	Masse volumique $\rho$ (kg/m <sup>3</sup> )	$\frac{\Delta E_{onIGBT}}{\Delta I_C}$ 10 <sup>-5</sup> J/A	$\frac{\Delta E_{offIGBT}}{\Delta I_C}$ 10 <sup>-5</sup> J/A	$R_d$ m $\Omega$	$V_{CE0-IGBT}$ $V_{D-Diode}$ V
Si (IGBT)	0.07*9.75*10 (mm)	150	700	2330	4.25	3.04	5	0.7
Si (Diode)	2*(210*4*6) (mm)	150	700	2330	0.54	1.02	7	0.83
Brasure Haute Sn <sub>60</sub> Pb <sub>40</sub>	140	51	150	9000	---	---	---	---
Couche Cu	300	400	385	8700	---	---	---	---
Alumine	580	27	900	3900	---	---	---	---
Couche Cu	300	400	385	8700	---	---	---	---
Brasure basse Sn <sub>60</sub> Pb <sub>40</sub>	110	51	150	9000	---	---	---	---
Semelle Cu	2mm	400	385	8700	---	---	---	---

Tableau 4-2 – Paramètres des matériaux utilisés dans le model

Nous avons vu dans le chapitre 2 que la puissance instantanée dissipée dans chaque puce IGBT est de la forme :

$$P_{tot\_IGBT}(\theta) = [(V_{CE0} + [R_d \cdot I_L(\theta)]) \cdot (i_L(\theta) \cdot \alpha_{IGBT}(\theta))] + [F_d \cdot I_L(\theta) \cdot \left( \frac{\Delta E_{onIGBT}}{\Delta I_C} + \frac{\Delta E_{offIGBT}}{\Delta I_C} \right)]$$

Quant à la puissance dissipée dans chaque diode, elle est calculée à l'aide de la même expression avec des paramètres électriques différents ( $R_d$ ,  $V_{D0}$  et  $\frac{\Delta E}{\Delta I_C}$ ).

La figure 4-5 illustre le principe de la simulation thermique réalisée à l'aide du modèle physique (Comsol – Transfert de chaleur dans les solides).

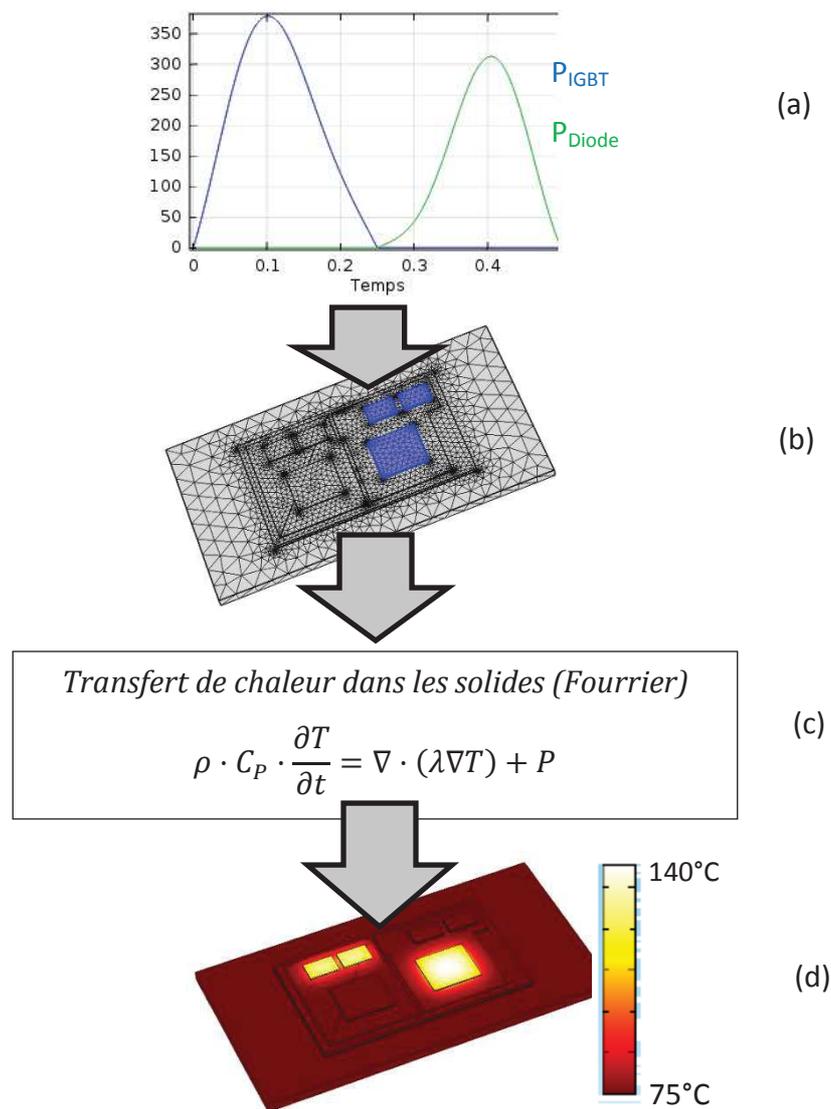


Figure 4-5 – Principe de la simulation thermique sous comsol

Prenons le cas du protocole de vieillissement imposant un courant de charge  $\hat{I}_{LC} = 200A$  et une fréquence de découpage  $F_d = 13kHz$ . La puissance moyenne dissipée dans chaque puce IGBT est de 108W, et de 76W par diode. La variation de température des puces sur une

période de modulation de 0.5s (cyclage thermique à 2Hz) à l'aide du modèle EF est donnée figure 4-6.

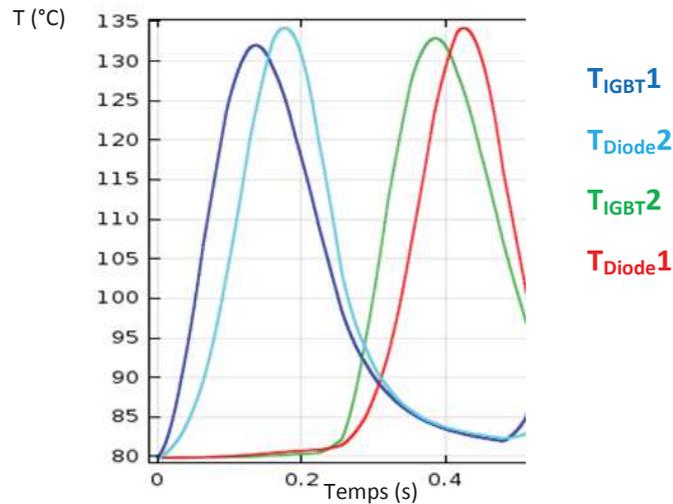


Figure 4-6 – Cyclage thermique obtenu par le modèle EF

La partie précédente permet d'obtenir le profil de température dynamique des puces. Une nouvelle étape doit être ajoutée pour étudier le comportement des fils de bonding qui constitue le cœur de l'étude. Afin d'obtenir un "objet" raisonnable en termes de durée de simulation, le volume simulé a été réduit à l'élément situé à l'aplomb d'une seule puce (figure 4-7). Les conditions d'échange de ce nouveau bloc ont ensuite été ajustées pour obtenir la même cartographie thermique de la puce que celle calculée avec le module complet, en reprenant la même forme de puissance injectée dans cette puce. Précisons que le modèle physique utilisé est directement le module (Comsol - Chauffage par effet joule et thermodilatation) permettant d'analyser le comportement thermomécanique de la structure en tenant compte de l'auto-échauffement des fils de bonding. La mise en place de ce modèle permettra donc d'effectuer les simulations présentées dans la suite en choisissant différentes lois de comportement mécaniques.

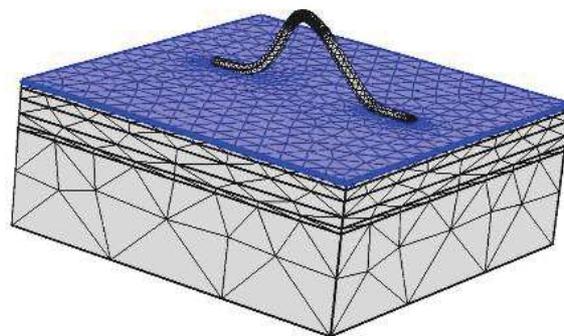


Figure 4-7 – Modèle simplifié

Ce modèle réduit permet donc d'analyser, dans un premier temps, les différents aspects du comportement thermique de la zone fil de bonding-puce. Les variations de température de la puce IGBT et du fil de bonding (moyennes volumiques) sur deux périodes de modulation ( $F_{MOD}=2\text{Hz}$ ) sont représentées sur la figure 4-8.

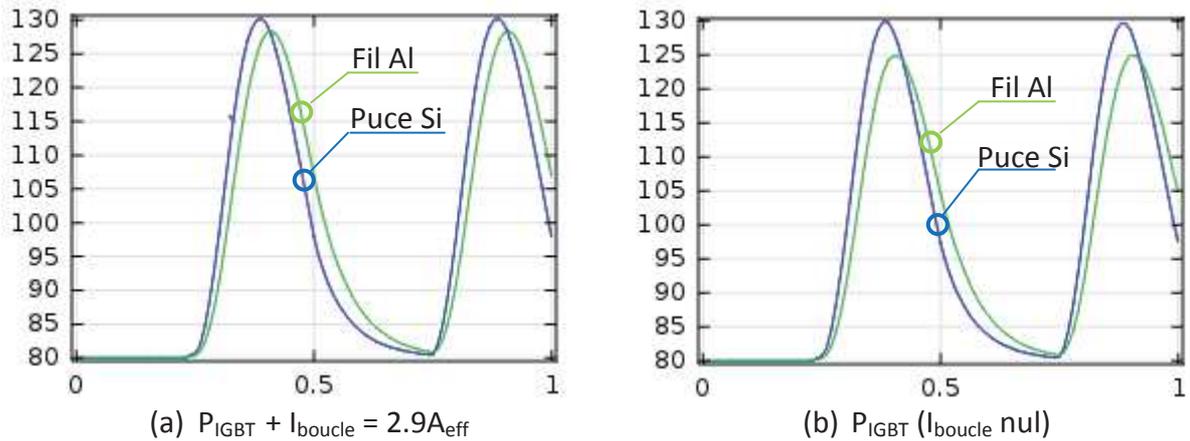


Figure 4-8 – Température de la puce (Cycles thermiques 2Hz, 50°C par modélisation EF)

Conformément à ce qui a été évoqué précédemment, et comme le montre la figure 4-8, l'effet de l'auto-échauffement peut être négligé. Cela permet d'effectuer des simulations basées sur le couplage thermomécanique au lieu d'électro-thermomécanique, ce qui permet d'optimiser fortement le temps de calcul.

Si l'on analyse le profil thermique sur le fil de bonding (figure 4-9), on observe qu'il dépend de la phase dans laquelle se trouve la puce. En effet, au début de la phase d'injection de puissance, les extrémités du fil, soudées sur la puce, sont plus chaudes que le centre. A l'inverse, lors de la phase de refroidissement, les extrémités se refroidissent plus vite.

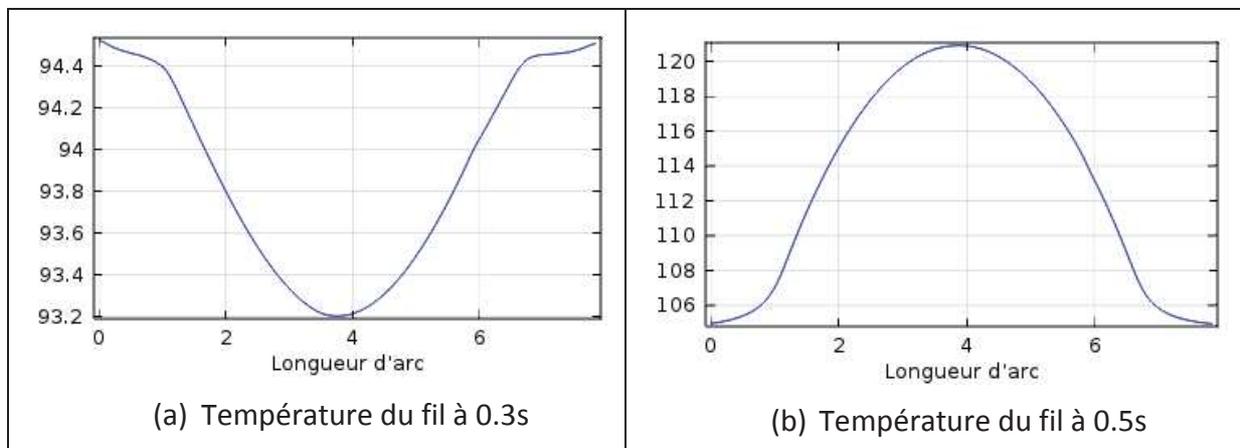


Figure 4-9 – Ecart de température sur le long d'une boucle de bonding (EF)

Le modèle présenté permet d'avoir une cartographie thermique temporelle de la puce et d'un fil de bonding. C'est la première étape pour modéliser le comportement thermomécanique de ces fils et de leurs attaches, avec l'espoir d'identifier des tendances susceptibles d'expliquer les modes de dégradation observés (fractures et décollement des fils de bonding). Le paragraphe suivant traite donc de cette modélisation thermomécanique.

### 4.3 Modélisation thermomécanique

L'analyse du comportement thermomécanique d'une structure fait appel aux lois de comportement des matériaux constituant la structure. Dans notre cas, cette étude porte sur la zone d'attache fil de bonding-puce (Al-Si) et sur les contraintes internes au niveau des fils de bonding. Le comportement d'un matériau est principalement décrit par sa caractéristique contrainte-déformation sur laquelle on distingue deux zones, selon que les déformations sont réversibles ou irréversibles.

Suite à une sollicitation quelconque, le matériau peut se comporter soit d'une manière élastique soit plastique, selon l'amplitude de la sollicitation et des caractéristiques intrinsèques du matériau. En effet, chaque matériau possède une limite au-delà de laquelle, la déformation induite par la contrainte devient plastique et donc irréversible. Cependant, certains matériaux peuvent être considérés comme des matériaux purement élastiques. De même, le comportement plastique diffère d'un matériau à l'autre, il peut être soit parfaitement plastique soit plastique avec écrouissage (figure 4-10).

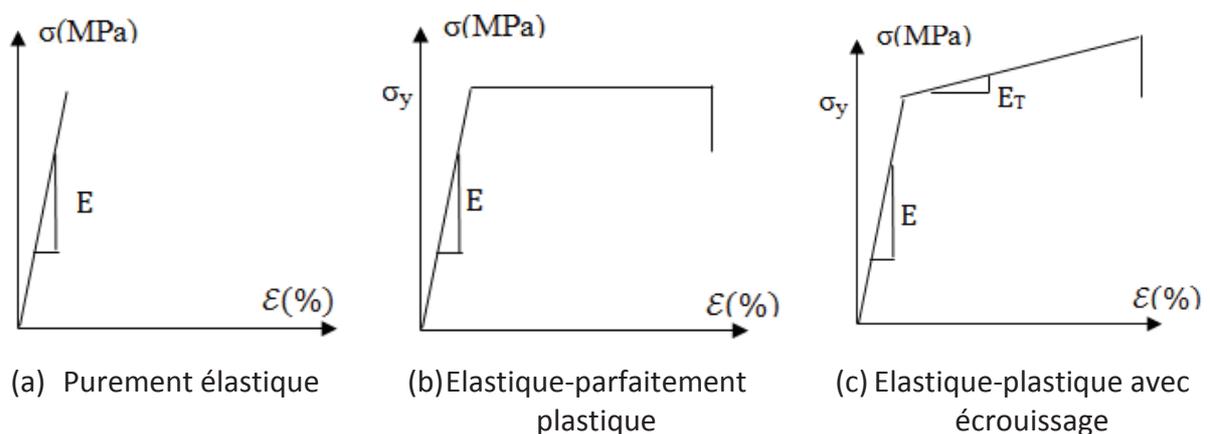


Figure 4-10 – Lois de comportement principales

#### 4.3.1 Notions en mécanique des milieux continus

Lorsqu'un matériau est soumis à une sollicitation quelconque, la distribution des contraintes sur un volume élémentaire  $dv$  dans un espace tridimensionnel peut être décrite par la représentation de la figure 4-11.

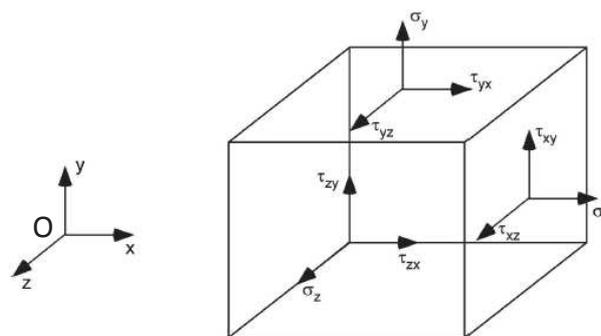


Figure 4-11 – Distribution des contraintes dans un élément  $dv$  de solide

Dans le repère orthonormé (O,x,y,z), le tenseur de contraintes à tout point s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\sigma_{ij} = \begin{vmatrix} \sigma_{xx} & \sigma_{xy} & \sigma_{xz} \\ \sigma_{yx} & \sigma_{yy} & \sigma_{yz} \\ \sigma_{zx} & \sigma_{zy} & \sigma_{zz} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \sigma_x & \tau_{xy} & \tau_{xz} \\ \tau_{yx} & \sigma_y & \tau_{yz} \\ \tau_{zx} & \tau_{zy} & \sigma_z \end{vmatrix} ; \quad \begin{array}{ll} \sigma_{ij} = \sigma_{ji} & \forall i, j \\ \sigma_{ij} = \sigma_i & \text{si } i = j \\ \sigma_{ij} = \tau_{ij} & \text{si } i \neq j \end{array}$$

Où  $\sigma_{ij}$  correspond aux composantes normales, et  $\tau_{ij}$  correspond aux composantes de cisaillement.

Rappelons ici que dans la plupart des cas, toute contrainte est liée une déformation et qu'elles sont toutes deux liées par la loi de comportement du matériau. Selon la nature du matériau considéré, sa température, ses propriétés physiques (module de Young, coefficient de dilatation thermique, limite d'élasticité,...) et le niveau de contraintes, la déformation peut suivre une loi de déformation élastique, élasto-plastique ou viscoplastique. La figure 4-12 rappelle la loi de comportement typique d'un solide en traction uniaxiale.

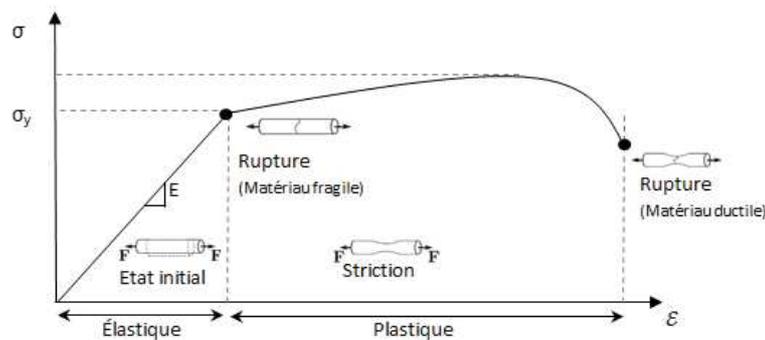


Figure 4-12 – Caractéristique contrainte-déformation en traction d'un solide

Le comportement linéaire élastique est décrit par la loi de Hooke.

$$\sigma_{ij} = C_{ijkl} \cdot \varepsilon_{kl}$$

Cette loi permet d'identifier la contribution de chaque contrainte élémentaire dans un espace tridimensionnel.

Où :

$$\text{tenseur contrainte } \{\sigma_{ij}\} = \begin{pmatrix} \sigma_x \\ \sigma_y \\ \sigma_z \\ \sigma_{xy} \\ \sigma_{xz} \\ \sigma_{yz} \end{pmatrix} ; \quad \text{tenseur déformation } \{\varepsilon_{kl}\} = \begin{pmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_y \\ \varepsilon_z \\ \varepsilon_{xy} \\ \varepsilon_{xz} \\ \varepsilon_{yz} \end{pmatrix}$$

$C_{ijkl}$  est la matrice des compliances. Elle permet le passage des contraintes aux déformations.

$$[C_{ijkl}] = E \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\nu} & -\frac{1}{\nu} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\nu} & 1 & -\frac{1}{\nu} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{\nu} & -\frac{1}{\nu} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2(1+\nu)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2(1+\nu)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2(1+\nu)} \end{bmatrix}$$

Avec E : module de Young (module d'élasticité en traction).

Dans un domaine multiaxial, la contrainte de Von-Mises est souvent utilisée pour représenter le tenseur contrainte. Les logiciels de simulation par éléments finis l'utilisent également pour déterminer si la structure étudiée est dans le domaine élastique ou plastique si elle est supérieure à la limite d'élasticité  $\sigma_y$  du matériau concerné. Elle a pour expression :

$$\bar{\sigma} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(\sigma_x - \sigma_y)^2 + (\sigma_y - \sigma_z)^2 + (\sigma_x - \sigma_z)^2 + 6(\tau_{xy}^2 + \tau_{yz}^2 + \tau_{xz}^2)}$$

Il s'agit en fait du second invariant du tenseur déviatorique des contraintes directement relié à l'énergie élastique de cisaillement.

Le critère de plasticité de Von-Mises  $f(\bar{\sigma})$  est alors donné par :

$$f(\bar{\sigma}) = \bar{\sigma} - \sigma_y$$

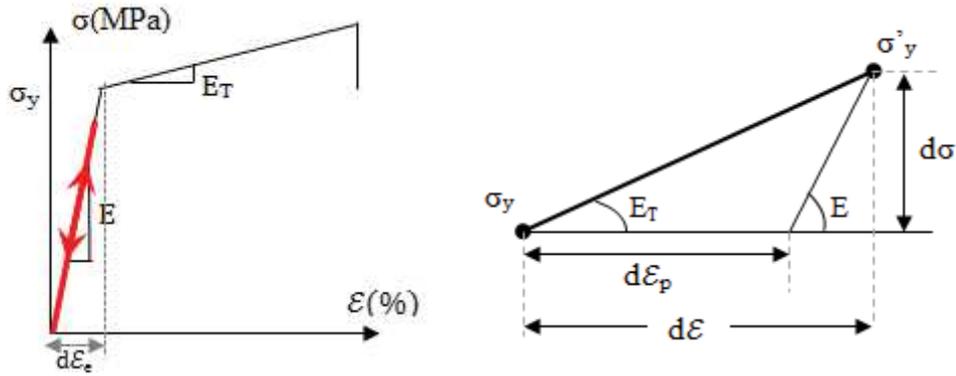
- Si  $f(\bar{\sigma}) < 0$ , le matériau est alors dans le domaine élastique
- Si  $f(\bar{\sigma}) = 0$ , le matériau est à la frontière du domaine élastique (plasticité)
- $f(\bar{\sigma}) > 0$  correspond à une impossibilité physique

Dans notre cas, les contraintes sont cycliques et d'origine thermique. À chaque chargement, le matériau peut présenter une déformation élastique ou bien élasto-plastique. Le taux de déformation cumulé après chaque cycle s'écrit alors par la relation suivante :

$$\mathcal{E}_{Tot} = \mathcal{E}_e + \mathcal{E}_p$$

↓ Déformation élastique      ↓ Déformation plastique

Prenons l'exemple où seule une contrainte axiale est appliquée. Si celle-ci n'atteint pas le seuil de plasticité  $\sigma_y$ , la déformation reste élastique et s'annule après le relâchement de la contrainte : le matériau retrouve donc son état initial (figure 4-13a).



(a) élastique (b) plastique avec écrouissage

Figure 4-13 – Comportement élasto-plastique avec écrouissage

Pour une contrainte supérieure à la limite d'élasticité  $\sigma_y$  de  $d\sigma$ , le matériau entre dans le domaine plastique avec  $d\sigma = E_T \cdot d\epsilon$  et  $d\epsilon = d\epsilon_p + \frac{1}{E} d\sigma$ , ce qui donne :

$$d\sigma = H \cdot d\epsilon_p, \text{ avec } H = \frac{E_T}{1 - \frac{E_T}{E}} \text{ où } H \text{ est le module d'écrouissage.}$$

Dans ces conditions, la contrainte  $\sigma'_y$  atteinte est la nouvelle limite d'élasticité. Lors du relâchement de la contrainte, le retour se fait généralement d'une manière élastique annulant à son tour la composante élastique de la déformation. Le matériau ne retrouve plus alors son état initial car une déformation résiduelle  $d\epsilon_p$  a été induite [cf. figure 4-13b]. La figure 4-14 présente le comportement global du matériau pour un cycle de chargement-déchargement.

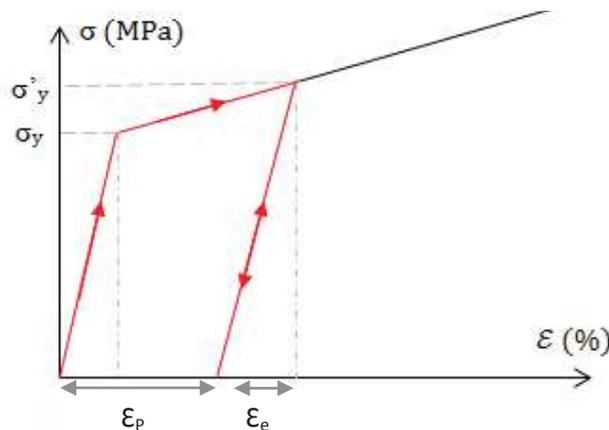


Figure 4-14 – Chargement – déchargement sur un cycle

Comme le montre la figure 4-14, le niveau de déformation maximal atteint pendant le cycle est  $\epsilon_{Tot} = \epsilon_e + \epsilon_p$ .

Avec  $\epsilon_p$  la déformation résiduelle à la fin du cycle.

Dans le cas présent, nous nous intéressons à la zone d'attache qui met en relation deux matériaux (silicium, aluminium) aux caractéristiques distinctes. Dans notre problème, Les contraintes sont dues à la dilatation contrariée (différentielle) causée par la différence des

coefficients de dilatation thermique. Donc, si dans le cas général, la déformation totale d'une structure s'écrit :  $\varepsilon_T = \varepsilon_{TH} + \varepsilon_{Méca}$

Avec :

$\varepsilon_{TH}$  : Déformation d'origine thermique

$\varepsilon_{Méca}$  : Déformation mécanique

Dans notre cas, on supposera que la zone d'attache forme un encastrement, et les seules déformations qui puissent exister sont causées par la dilatation différentielle, d'où le terme  $\varepsilon_{Méca}$  sera négligé. Cela permettra d'évaluer les déformations au niveau du pied de bonding par la relation [Ciappa 02] :

$$\varepsilon_T = \varepsilon_{TH} = \frac{\Delta T \cdot \Delta \alpha}{1 - \nu}$$

Nous avons vu dans le chapitre 3 que le passage du domaine élastique au domaine plastique de l'aluminium des fils (grains de 10 $\mu$ m) correspond à un niveau de contrainte aux alentours de 50MPa ( $\sigma_y$ ) ce qui correspond à :

$$\Delta T = \frac{\sigma_y(1 - \nu)}{\Delta \alpha \cdot E} = 24^\circ C$$

Les relations mentionnées ci-dessus permettent d'estimer la valeur moyenne des déformations plastiques sur une interface quelconque mais ne tiennent pas compte du fait que la distribution des déformations-contraintes n'est pas homogène sur la zone d'attache Al-Si [Yang 13, Hu 91]. En effet, comme nous l'avons vu dans le chapitre 3, la concentration de contraintes est plus importante aux bords de l'interface qu'au centre (figure 4-15).

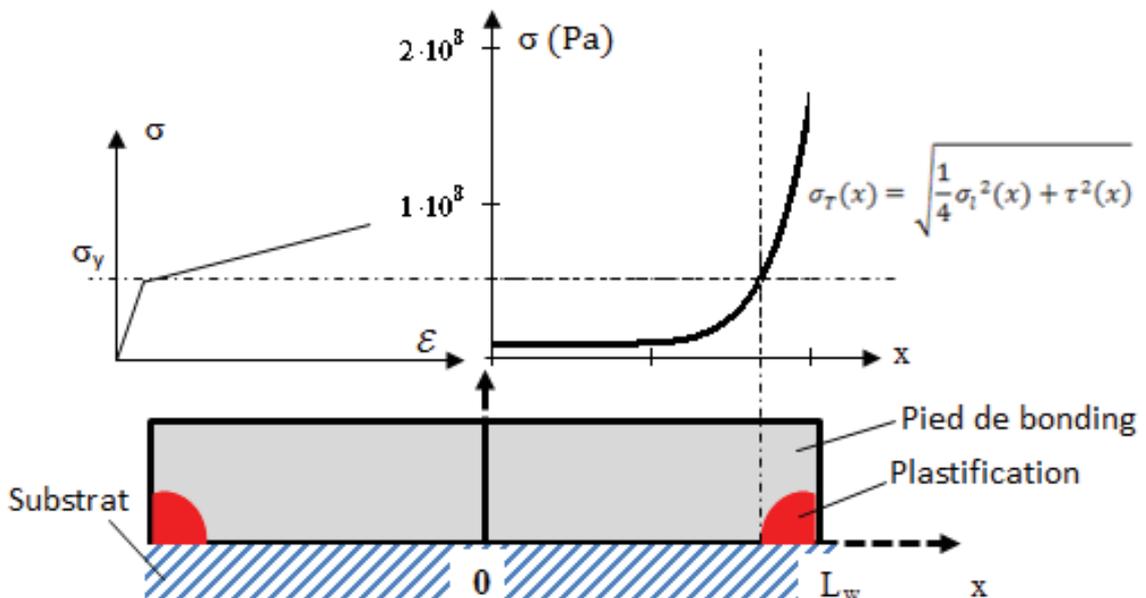


Figure 4-15 – Représentation Contrainte-Déformation aux bords d'un pied de bonding à  $\Delta T=35^\circ C$

Si l'on reprend l'expression du chapitre trois (rappelée sur la figure 4-15 ci-dessus) L'élévation de température  $\Delta T$  pour laquelle la limite d'élasticité est atteinte sur le point le plus contraint vaut  $10^\circ\text{C}$  avec les paramètres considérés. Ceci est donc un ordre de grandeur de l'amplitude du cyclage thermique à partir de laquelle des processus de fatigue significatifs risquent d'apparaître.

Les ordres de grandeurs calculés avec ces relations monodimensionnelles simples montrent, s'il était besoin, que les matériaux mis en jeu ici avec les niveaux de sollicitation thermique considérés, vont travailler dans un domaine correspondant à des lois de comportement non linéaires.

Compte tenu de la forme de nos dispositifs, il nous a paru important d'essayer de vérifier ces tendances en considérant la structure tridimensionnelle et en l'analysant à l'aide d'un outil de modélisation "Éléments finis".

Dans le cas présent, nous avons affaire à deux matériaux distincts, le silicium de la puce et l'aluminium, qui est utilisé pour la métallisation comme pour les fils de bonding. Nous avons vu dans le chapitre 3 (3-4-1) que la couche d'aluminium formant la métallisation d'émetteur possède des grains de  $2\mu\text{m}$ , ce qui a pour effet d'augmenter sa limite d'élasticité (85MPa), tandis que la taille des grains des fils de bonding est de l'ordre de  $10\mu\text{m}$ , ce qui mène à une limite d'élasticité de 50MPa [cf. figure 3-17]. Cette zone (fil, métallisation, puce) peut être schématisée par un assemblage multi-couches dans lequel chaque couche possède ses propres caractéristiques mécaniques. Dans notre cas, les sollicitations sont d'origine thermique. Le silicium, qui se caractérise par un faible coefficient de dilatation thermique CTE, peut être considéré comme un matériau rigide purement élastique. La couche de métallisation, quant à elle, peut être négligée lors de l'étude du décollement des fils de bonding car les déformations sont beaucoup plus importantes au niveau du pied de bonding du fait de l'écart des limites d'élasticité. De plus, nous avons vu dans la section 3.3.3, que les efforts de cisaillement sur une interface quelconque sont plus importants sur les bords.

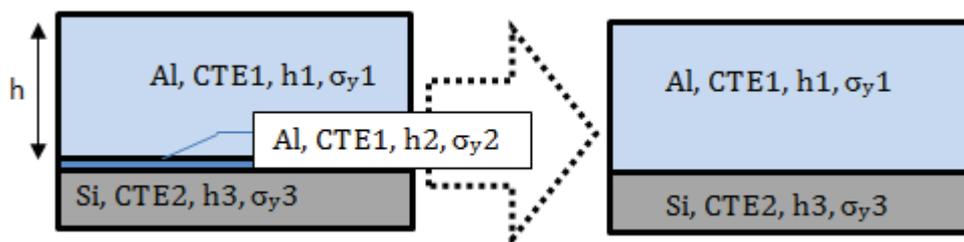


Figure 4-16 – Simplification de la zone d'attache Al-Si

La figure 4-17 confirme que cette dégradation concerne majoritairement les fils de bonding, la métallisation ne subissant apparemment aucun dommage.

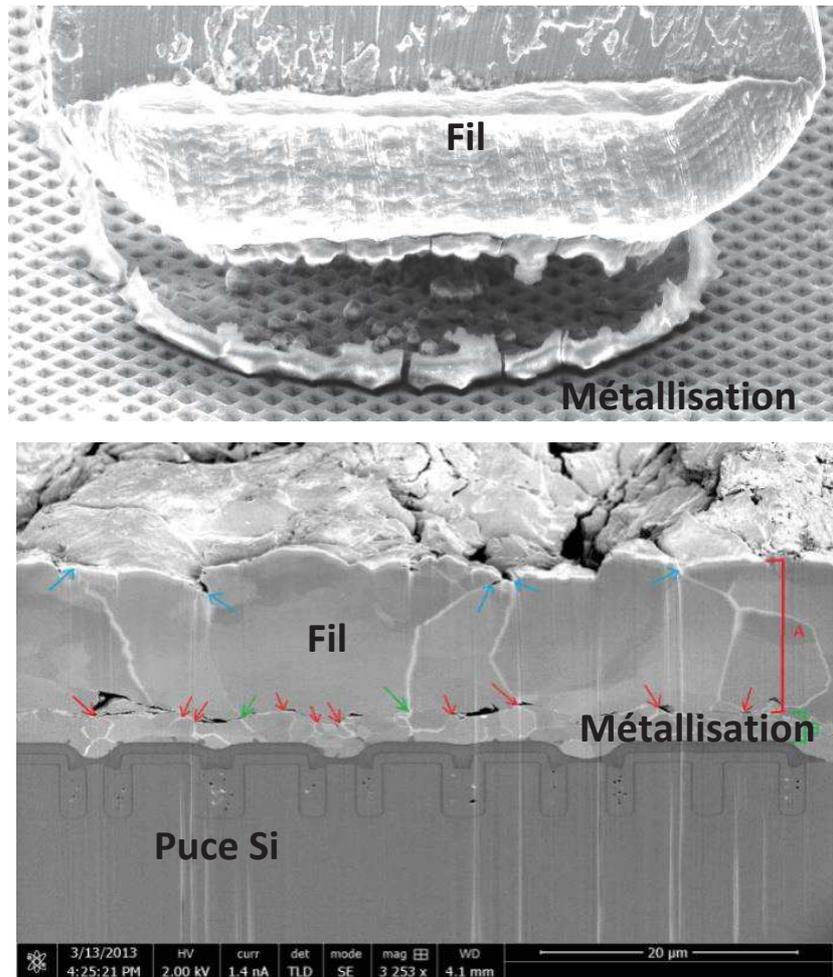


Figure 4-17 – FID04 après 713 kcycles ( $T_{réf} = 80^{\circ}\text{C}$ ,  $\Delta T_j = 50^{\circ}\text{C}$ )

Notre étude se limitera donc à la zone d'attache pied de bonding-puce. Les caractéristiques mécaniques de l'aluminium et du silicium sont données dans le tableau 4-3.

	CTE ( $10^{-6} \text{ }^{\circ}\text{C}^{-1}$ )	Module de young E (GPa)	Limite d'élasticité $\sigma_y$ (MPa)	Tangente d'écroissage $E_T$ (GPa)	Coefficient de poisson $\nu$
Si	3	170	---	---	0.28
Al	23	72	50	1	0.33

Tableau 4-3 – Caractéristiques thermomécaniques de l'aluminium et du silicium

Pour certains matériaux, ces caractéristiques peuvent dépendre de la température et/ou de la vitesse de la sollicitation. Ici, dans nos conditions de cyclage thermique, l'élément susceptible de présenter un comportement visqueux est l'aluminium. Cependant, les propriétés mécaniques de l'aluminium restent indépendantes de la vitesse de sollicitation pour les températures inférieures à  $170^{\circ}\text{C}$  si l'on en croit la bibliographie [Hatch 84, Udomphol 07, Spigarelli 99]. Nous nous limiterons donc à l'exploitation d'un modèle élasto-plastique avec écroissage (matériau ductile) pour l'aluminium sans tenir compte d'effets éventuels de fluage et d'élasto-viscoplasticité.

### 4.3.2 Modélisation EF thermomécanique de la face supérieur d'un module de puissance

Pour effectuer les simulations thermomécaniques qui nous intéressent, nous utilisons directement le modèle présenté dans la partie "thermomécanique" de COMSOL en configurant la loi de comportement des matériaux étudiés.

Dans ce qui suit, nous supposons que la température de référence du cyclage thermique (ici 80°C) correspond au point d'équilibre thermodynamique sans tenir compte des changements et des déformations initiales induits par cette élévation de température (augmentation de la limite d'élasticité par écrouissage et déformation plastique initiale).

Par ailleurs, les conditions aux limites correspondent à la situation d'un fil de bonding en mouvement libre (maintenu par ses extrémités) et la semelle est considérée comme une base rigide de la structure. Dans cette modélisation, nous considérerons successivement les trois lois de comportement, élastique, élastoplastique et élastoplastique avec écrouissage, évoquées dans la partie précédente. Cela permet de compliquer progressivement l'analyse en vérifiant la cohérence des résultats à chaque étape. Les résultats de ces différentes étapes pourront de surcroît être comparés à ceux obtenus à l'aide des modèles analytiques.

#### 4.3.2.1 Modèle purement élastique

Dans cette configuration élémentaire, le niveau des contraintes calculées peut atteindre des valeurs très supérieures à la limite d'élasticité, ce qui ne reflète évidemment pas la réalité. Néanmoins, cette première approche permet d'ajuster correctement les différents paramètres nécessaires à une simulation EF 3D, de vérifier la cohérence des résultats et de localiser les singularités sur la structure étudiée.

La figure 4-18 présente un exemple de résultat obtenu pour  $\Delta T = 40^\circ\text{C}$  et  $T_{\text{réf}} = 80^\circ\text{C}$ . Cette simulation montre la distribution des contraintes sur la zone d'attache. On constate, comme prévu, que les contraintes sont maximales sur les bords et atteignent une valeur d'environ 200 MPa. Ce chiffre est donc parfaitement cohérent avec le résultat du calcul simplifié effectué dans le chapitre 3, à savoir 197MPa [cf. tableau 3-11].

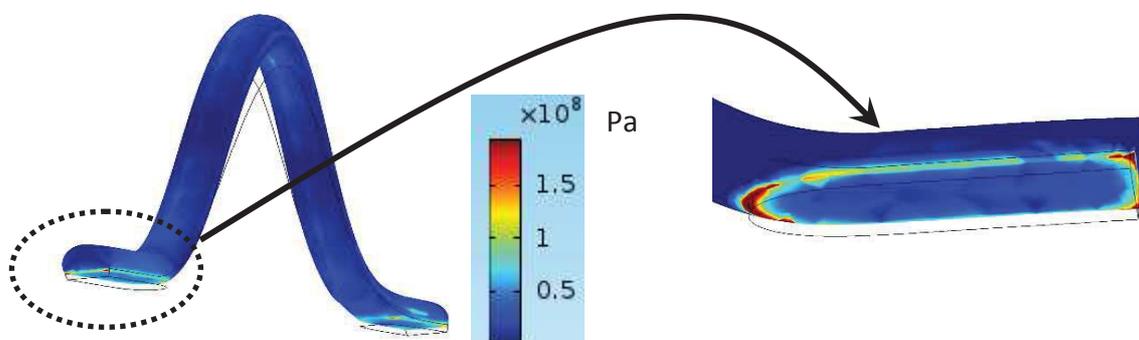


Figure 4-18 – Répartition des contraintes de Von Mises (élastiques) au niveau du pied de bonding ( $T = 105^\circ\text{C}$ ,  $T_{\text{réf}}=80^\circ\text{C}$ ,  $\Delta T=40^\circ\text{C}$ )

Les courbes de la figure 4-19 montrent l'évolution de la contrainte moyenne sur l'interface au cours du cyclage thermique. Ces courbes montrent que les ordres de grandeurs des valeurs limites sont cohérents avec ceux donnés par le calcul analytique :

- La limite de 50MPa est atteinte pour une température de 30°C contre 24°C avec la formulation analytique.
- La valeur maximale de la contrainte est de 69MPa contre 84MPa dans le cas de la formulation analytique.

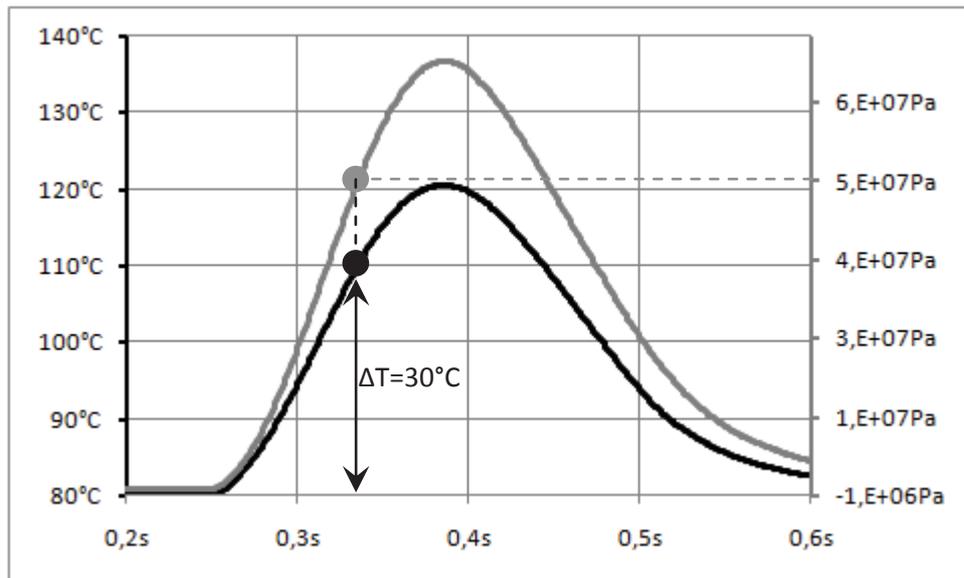


Figure 4-19 – Température – Contraintes de Von Mises-moyenne surfacique (modèle élastique)

La figure 4-20 donne une représentation similaire mais qui considère maintenant la contrainte maximale sur le bord. Dans ce cas, la valeur limite de 50MPa est atteinte pour une variation de 9°C à comparer avec les 10°C calculés avec la formulation analytique.

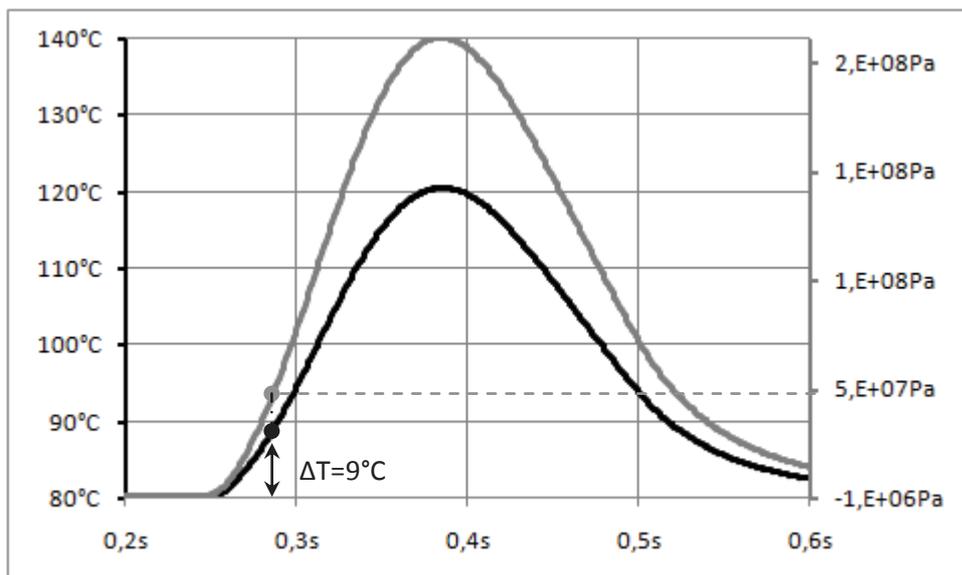


Figure 4-20 – Evolution de la contrainte aux bords de la zone d’attache sur un cycle

Tous les résultats obtenus dans cette analyse purement élastique sont donc parfaitement cohérents avec les estimations préliminaires. Le modèle étant bien en place, nous allons pouvoir introduire maintenant les lois de comportement non-linéaires.

#### 4.3.2.2 Modèle élastique-parfaitement plastique

Pour optimiser le temps de calcul dans les configurations non linéaires, problème qui ne se posait pas vraiment dans le cas précédent, la structure a été réduite au quart de celle de la figure 4-7 par raison de symétrie.

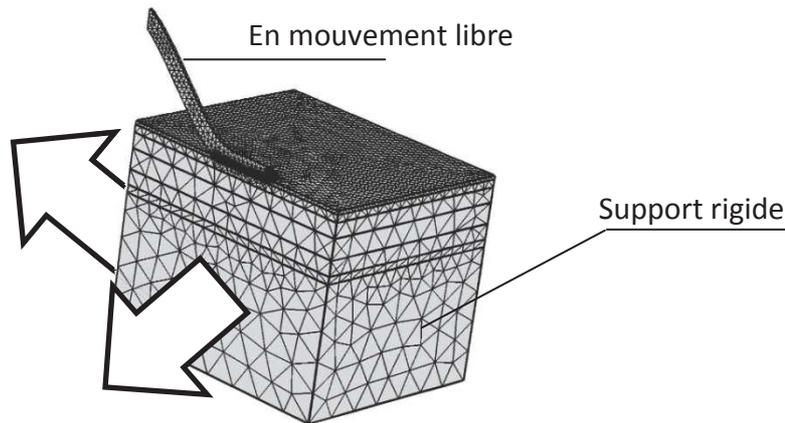


Figure 4-21 – Modèle réduit avec faces symétriques

L'étude de ce cas a été réalisée ici avec une variation de température  $\Delta T=50^\circ\text{C}$ . La carte de température du pied de bonding et le profil de température de la zone d'attache sont donnés (figure 4-22) pour une séquence de 3 cycles. L'évolution des déformations à chaque cycle pour le même point d'analyse ( $125^\circ$ ) est représentée figure 4-23. Ces déformations sont localisées sur les bords conformément à la distribution des contraintes déjà observée et leur emprise augmente à chaque cycle.

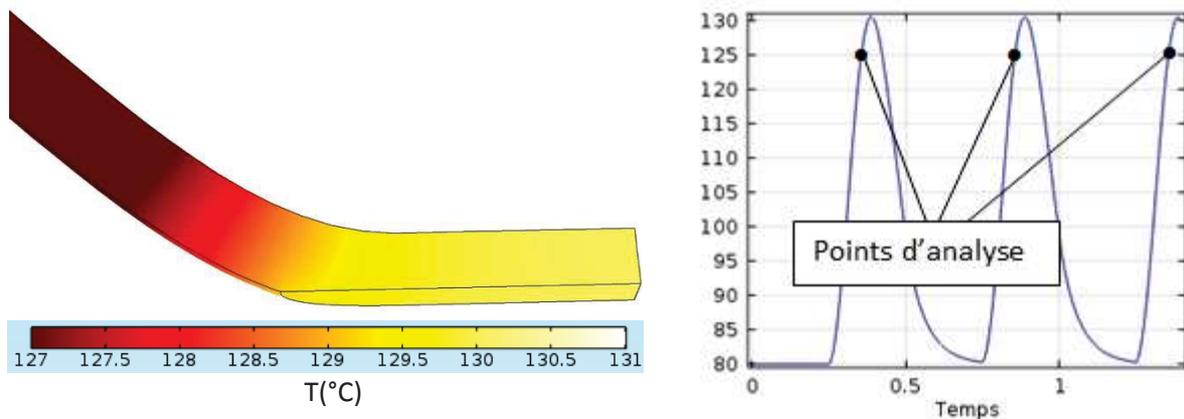


Figure 4-22 – Evolution de la température sur la zone d’attache Al-Si

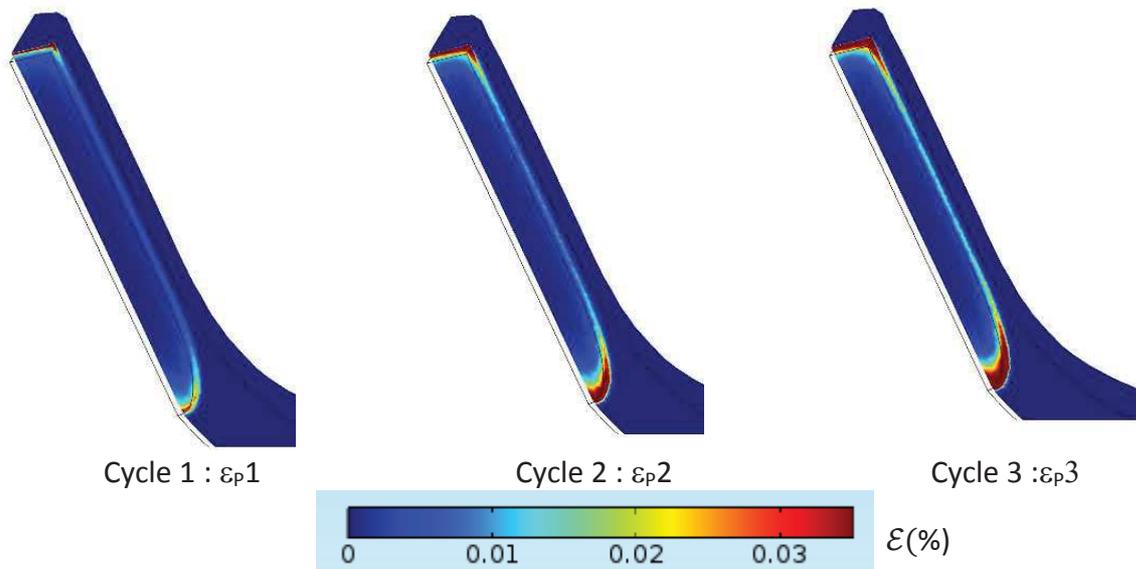


Figure 4-23 – Evolution de la déformation plastique sur trois cycles

Cette cumulation cyclique des déformations plastiques est généralement représentée par la courbe du comportement contrainte-déformation. La figure 4-24 donne cette courbe pour des cycles thermiques de 50°C sur la ligne frontale du pied de bonding.

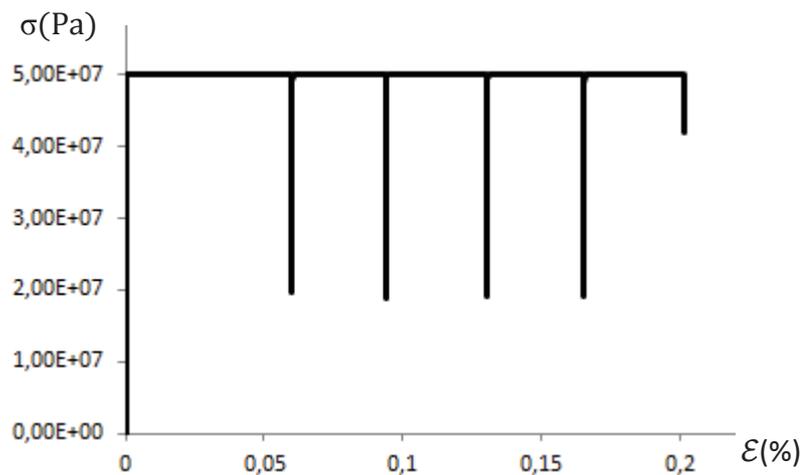


Figure 4-24 – Comportement cyclique (élastique-parfaitement plastique)

Contrainte thermique  $\Delta T=50^{\circ}\text{C}$

Conformément à ce qui a été dit auparavant, les déformations plastiques aux bords de la zone d'attache apparaissent dès que l'élévation de température dépasse 9°C. Cela est illustré par la figure 4-25 où il est clair que la première déformation plastique surgit à  $\Delta T=9^{\circ}\text{C}$ .

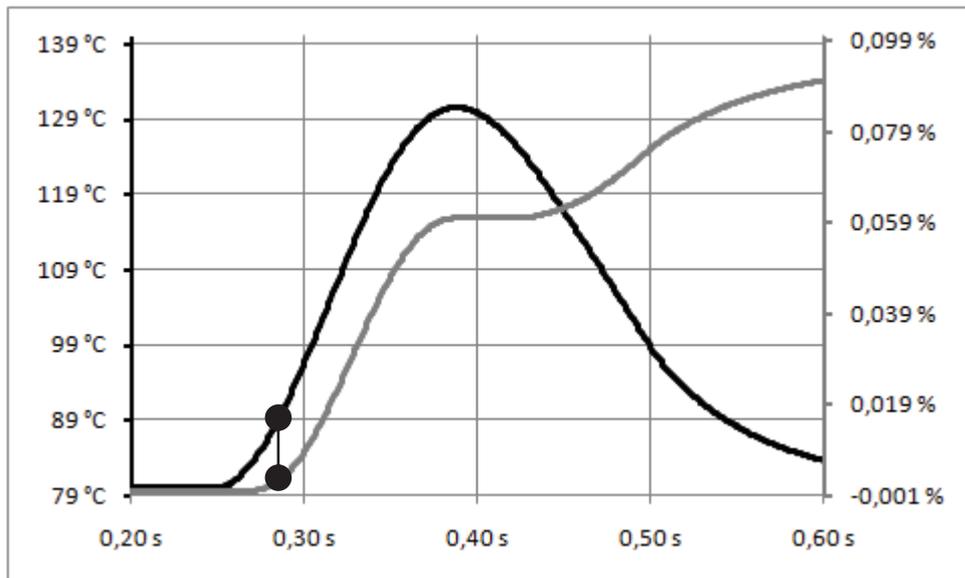


Figure 4-25 – Evolution des déformations plastiques cycliques pour  $\Delta T=50^{\circ}\text{C}$

Nous pouvons également constater que chaque cycle induit deux déformations plastiques. Cela peut être interprété par le fait que la température ne décroît pas d'une manière instantanée. En effet, même pendant la phase de refroidissement, la température reste provisoirement supérieure à celle qui coïncide avec la limite d'élasticité (89-90°C dans notre cas).

Dans cette configuration où l'érouissage n'est pas pris en compte, le point de rupture serait atteint pour un nombre théorique de cycles beaucoup plus faible que dans la réalité, car l'impact de chaque cycle en termes de plastification est le même.

#### 4.3.2.3 Model élastique-plastique avec érouissage

Ce modèle permet d'avoir une approche plus réaliste du comportement réel de la zone Al-Si sous l'effet du cyclage thermique. Car la transition du domaine élastique vers le domaine plastique se fait simplement par un changement de pente ( $E=70\text{GPa}$  et  $E_T=1\text{GPa}$ ), tandis que la vraie réponse de l'aluminium implique l'utilisation d'une fonction d'érouissage [cf. figure 3-18].

En menant la même analyse que précédemment mais avec la prise en compte de cette fonction d'érouissage, on obtient les résultats rassemblés sur la figure 4-26, pour différentes valeurs du cycle thermique. On peut observer que l'augmentation cyclique de la limite d'élasticité conduit à une réduction progressive de la déformation induite par chaque cycle successif. La déformation cumulée sera donc nettement plus faible qu'avec le modèle parfaitement plastique.

Comme on pouvait s'y attendre, ces résultats de simulation montrent bien l'accroissement des sollicitations que subit la structure avec l'augmentation de la contrainte thermique.

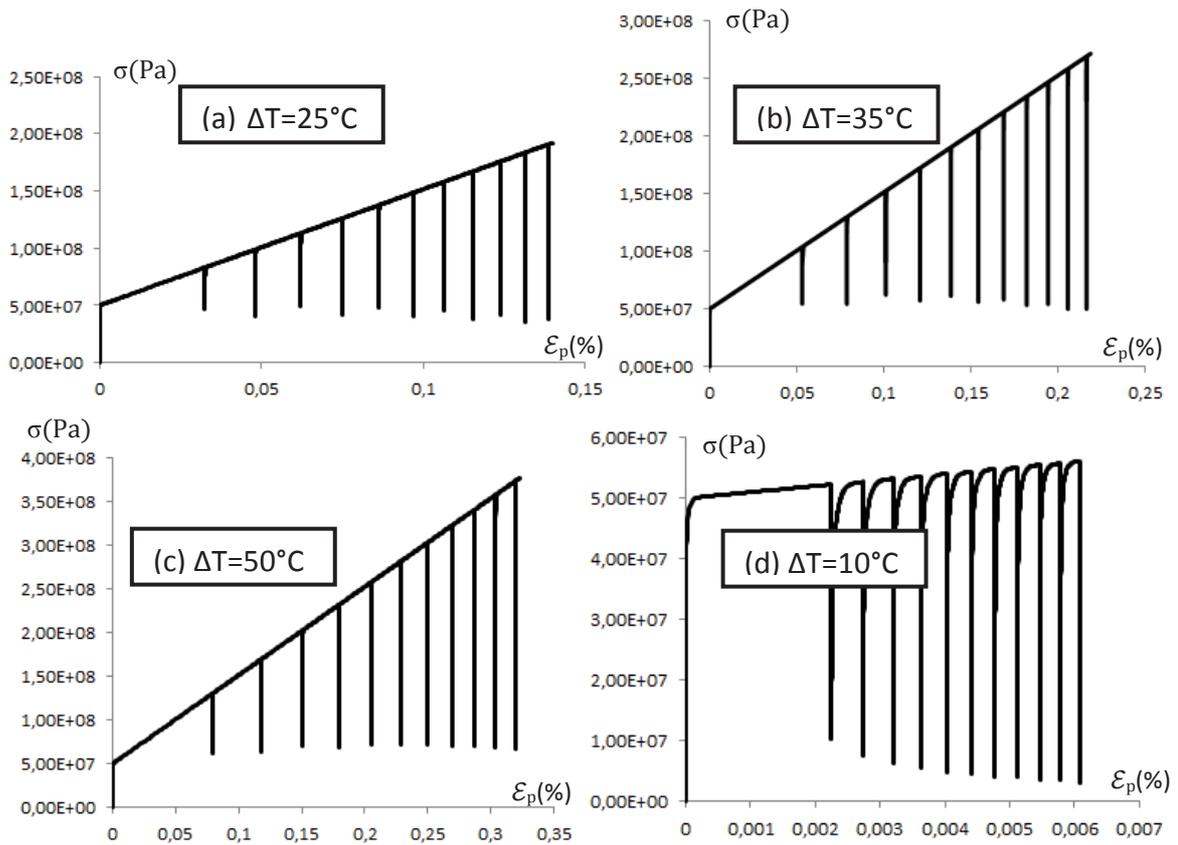


Figure 4-26 – Cumulation cyclique des déformations plastiques avec écrouissage

### Conclusion partielle sur cette modélisation par EF

Le travail de modélisation présenté dans ce chapitre n'est qu'un prélude à l'investissement qu'il faudrait réaliser pour corréliser les résultats expérimentaux obtenus avec des analyses éléments finis, en particulier pour expliquer les différences de comportement observées entre les tests longs et les tests rapides. Modèles de fatigue ? fluage ?



# CONCLUSION GENERALE

Nous avons essayé dans cette étude de contribuer à l'analyse et la compréhension des modes de dégradation d'origine thermomécanique touchant la face supérieure des modules de puissance. Les tests de vieillissement menés dans le cadre de nos travaux ont été réalisés à l'aide des bancs conçus dans l'optique de reproduire des conditions de fonctionnement plus réalistes.

Afin de pouvoir réaliser ces tests dans des plages de température correspondant à des durées de vie élevées, nous avons mis en place une procédure de test à grande fréquence de cyclage utilisant les variations de températures générées par la modulation sinusoïdale du courant de charge.

Cette évolution du mode de cyclage thermique a été accompagnée par le développement d'une chaîne d'instrumentation permettant le suivi de la tension de saturation  $V_{CEsat}$  retenue comme indicateur de vieillissement des fils de bonding. Cette chaîne de mesure a également pour fonction de mesurer la température de jonction en utilisant la tension de seuil de la jonction comme paramètre thermosensible. Grâce à une application LabVIEW associée à une commande par FPGA le banc a été entièrement automatisé, en introduisant des phases de caractérisation automatique de  $V_{CEsat}$ . Le processus de vieillissement peut être interrompu dès que  $V_{CEsat}$  présente une augmentation prédéfinie par rapport à sa valeur initiale. La mesure indirecte de  $T_j$  permet, quant à elle, d'ajuster les paramètres électriques afin d'obtenir le protocole souhaité, en amplitude et en fréquence de cyclage.

Les résultats obtenus à l'issue de nos tests rapides ont permis de valider en partie l'hypothèse selon laquelle la vitesse de cyclage n'a pas d'impact notable en termes de durée de vie, en comparant le résultat de tests lents et rapides, à même amplitude de cycle. En revanche, il est important de noter que certains mécanismes de dégradation observés sur les modules de puissance vieillis à l'aide des protocoles de vieillissement classiques (lents) n'ont pas été observés sur nos modules vieillis par cyclage rapide.

Nous avons ensuite conduit une analyse thermomécanique pour tenter d'expliquer cette différence. En supposant que, dans notre plage de test, les matériaux constituant les modules de puissance restent dans le domaine élasto-plastique, une phase de modélisation thermomécanique par éléments finis à l'aide du logiciel COMSOL a été réalisée. Bien que le modèle simulé ne tienne pas compte des effets visqueux, il nous a toutefois permis de valider notre démarche analytique. Cette approche préliminaire n'a toutefois pas abouti au résultat escompté mais constitue une base pour aller vers une modélisation plus évoluée qui devra tenir compte d'éventuels mécanismes de fluages.

Le principal apport de cette étude est la démonstration partielle de la validité des essais accélérés qui demande toutefois à être confortée par d'autres résultats. En complément, cette démonstration concerne une gamme de températures de cyclage impossible à

atteindre sans accélération et qui correspond aux contraintes véritables rencontrées dans les applications.

Un autre apport significatif est la conception et la mise en œuvre d'un système d'acquisition de  $V_{CEsat}$  et de température de jonction. Ceci constitue un premier pas vers le health-monitoring de composants intégrés dans des convertisseurs opérationnel. Un travail considérable reste à faire pour rendre la partie matérielle compatible avec un tel objectif et pour définir des séquences de mesures ne perturbant pas la mission de ces convertisseurs mais c'est clairement une voie à considérer très sérieusement.

# Table d'illustrations

Figure 1-1– Différentes formes de modules de puissance .....	4
Figure 1-2 – Assemblage d'un module de puissance .....	5
Figure 1-3– Transistor IGBT .....	6
Figure 1-4 – Principales technologies d'IGBTs .....	7
Figure 1-5 – Coupe transversale d'un substrat DCB .....	9
Figure 1-6 – Contacts par fils de bonding d'une puce IGBT .....	11
Figure 1-7 – Wedge Bonding .....	11
Figure 1-8 – Ball Bonding .....	12
Figure 1-9 – Contacts par rubans d'une puce IGBT.....	12
Figure 1-10 – Répartition des sources de défaillances dans un convertisseur statique.....	13
Figure 1-11 – Distribution des causes de défaillance.....	14
Figure 1-12 – dégradation de la métallisation d'émetteur .....	15
Figure 1-13 – Zone d'attache de fil de bonding .....	16
Figure 1-14 – Fractures de fils de bonding.....	16
Figure 1-15 – (a) Vieillessement de bondings avec et sans revêtement polymère, (b) Rubans de bonding.....	17
Figure 1-16 – Répartition des modes de défaillance sur une puce de puissance.....	18
Figure 1-17 – Onduleur par opposition.....	20
Figure 1-19 - Carte d'acquisition PCI-6254M de National Instrument .....	21
Figure 1-20 – Plateforme de vieillissement.....	22
Figure 1-21 – Principe du cyclage thermique par marche – arrêt .....	22
Figure 1-22 – Régulation de température sur un banc de test.....	23
Figure 1-23 – Sonde optique LUXTRON.....	23
Figure 1-24 – Caractéristiques $V_{CE}(T^{\circ}, V_{GE}, I_C)$ .....	24
Figure 1-25 – Caractérisation manuelle $V_{CEsat}(100A, 125^{\circ}C)$ .....	25
Figure 1-26 – Test de vieillissement par cyclage thermique.....	25
Figure 1-27 – Distribution des modes de défaillances.....	26
Figure 1-28 – Durées de vie expérimentales et théoriques.....	27

Figure 2-1 – Méthodes de cyclage thermique avec le Banc de test disponible à l'IES .....	31
Figure 2-2 - Profil thermique d'une puce IGBT lors d'une mission .....	32
Figure 2-3 - Cyclage thermique classique (lent) $T_{réf} = 90^{\circ}\text{C}$ & $\Delta T_J = 80^{\circ}\text{C}$ .....	32
Figure 2-4 – Cyclage thermique par modulation de courant à faible fréquence.....	33
Figure 2-5 – Formes d'ondes (rapport cyclique, courant IGBT et courant de charge) .....	34
Figure 2-6 – Caractéristiques $I_C (V_{CE})$ .....	34
Figure 2-7 – Pertes par conduction dans un IGBT pour $I_{LC} = 200\text{A}$ , $F_m = 2\text{Hz}$ .....	35
Figure 2-8 - Caractéristiques dynamiques d'un IGBT .....	35
Figure 2-9 – Etage d'entrée d'un IGBT .....	36
Figure 2-10 – Essai en mode monocoup à $T_J$ connue ( $U_{DC} = 300\text{V}$ ) .....	36
Figure 2-12 – Pertes par commutation et courant de charge ( $I_{LC} = 200\text{A}$ , $F_d = 20\text{kHz}$ )	37
Figure 2-13 – Puissance dissipée dans une puce IGBT .....	38
Figure 2-14 – Modèle thermique de CAUER .....	38
Figure 2-15 – Modèle thermique simplifié.....	39
Figure 2-16 – Cyclage par puissance réelle et par sa forme simplifiée (rectangulaire).....	40
Figure 2-17 – Représentation simplifiée d'une excitation rectangulaire .....	41
Figure 2-18 – Réponse temporelle à une excitation rectangulaire.....	41
Figure 2-19 – Réponse thermique fréquentielle.....	42
Figure 2-20 – Module peint pour mesure thermographique .....	44
Figure 2-21 – Mesure de cyclage thermique par camera IR .....	44
Figure 2-22 – Caractéristiques de conduction d'un IGBT [MICROSEMI APTGT200A60T3AG].	46
Figure 2-23 – Phases de caractérisation .....	46
Figure 2-24 – Phase de conduction et phase de roue libre .....	47
Figure 2-25 – Caractérisation par injection de courant régulé .....	48
Figure 2-26 – Principe de la caractérisation automatique.....	48
Figure 2-27 – Schéma équivalent simplifié d'un IGBT à faible courant .....	49
Figure 2-28 – Caractéristique électrothermique d'une puce IGBT .....	49
Figure 2-29 – Extinction du courant par roue libre.....	50
Figure 2-30 – Nouvelle configuration de puissance.....	51
Figure 2-31 – Séquence de commande d'une phase de caractérisation complète.....	52
Figure 2-32 – Phase de mesure dynamique indirecte de température de jonction.....	53

Figure 2-33 – Correspondance $T_J / V_{CE}(100mA)$ en mesure dynamique .....	53
Figure 2-34 – Synoptique de la chaine de mesure pour un bras d'onduleur .....	54
Figure 2-35 – Circuit écrêteur .....	55
Figure 2-36 – Simulation (PROTEL 99SE - PSpice) .....	56
Figure 2-37 – Chaine de mesure de $V_{CE}$ (écrêteur + convertisseur V/I).....	57
Figure 2-38 – Caractéristiques d'un MOS.....	57
Figure 2-39 – Schéma de mesure de $V_{CE}$ d'un bras d'onduleur .....	58
Figure 2-40 – Simulation de la chaine de mesure complète.....	58
Figure 2-41 – Synoptique de la chaine de mesure d'un IGBT .....	59
Figure 2-42 - Organigramme simplifié de commande .....	59
Figure 2-43 – Interface de supervision.....	60
Figure 2-44 – $V_{CE}(I_C)$ avec mesure indirecte de $T_J$ après extinction du courant hacheur par roue libre naturelle.....	61
Figure 2-45 – $V_{CE}(I_C)$ avec mesure indirecte de $T_J$ après extinction du courant hacheur par le circuit auxiliaire .....	62
Figure 2-46 – Décroissance de la température de jonction en fonction du temps.....	63
Figure 2-47 – Etage de puissance intégrant le circuit d'interruption du courant.....	63
Figure 2-48 – Interruption du courant par le circuit auxiliaire de roue libre.....	64
Figure 2-49 – Comparaison Caméra IR / Mesure indirecte de $T_J$ .....	64
Figure 2-50 – Acquisition $V_{CE}(I_C)$ .....	65
Figure 2-51 – Evolution de $V_{CE}(Nb-cycles)_{100A,125^{\circ}C}$ .....	65
2-52 – Simulation PSIM de la mesure dynamique sur une période de modulation .....	67
Figure 2-53 – Mesure dynamique en mode sous-échantillonné .....	68
Figure 2-54 – Comparaison mesure indirecte / caméra thermique (cyclage rapide).....	69
Figure 2-55 – Comparaison mesure indirecte / caméra thermique (cyclage marche/arrêt) ..	69
Figure 2-56 – Comparaison échantillonnage direct / sous-échantillonnage .....	70
Figure 2-57 – Caractéristiques électrothermiques d'un IGBT .....	71
Figure 2-58 – Droite de calibration .....	71
Figure 2-59 – Dispersion de la caractéristique $V_{CE}^{\circ}(T)$ sur deux IGBT.....	72
Figure 2-60 – Caractéristique $V_{CE}^{\circ}(T)_{100mA}$ avant et après vieillissement.....	72
Figure 2-61 – Profil thermique d'une puce IGBT active .....	72

Figure 2-62 – Assemblage complet du banc de vieillissement intégrant le système de caractérisation automatique.....	73
Figure 2-63 – Schéma représentant l’organisation de la plateforme de vieillissement pour deux bancs (1PC + une carte FPGA) .....	74
Figure 2-64 – Cyclage rapide pour $F_d=11\text{kHz}$ et $\hat{I}_{Lc}=125\text{A}$ .....	74
Figure 2-65 – Cyclage classique.....	75
Figure 2-66 – Cyclage mixte .....	75
Figure 3-1 – Module de puissance IGBT APTGT200A60T3AG 600V, 200A .....	78
Figure 3-2 – Face supérieure d’une puce IGBT non vieillie (MEB) .....	81
Figure 3-3 – Coupe transversale de la zone d’attache d’un pied de bonding neuf (FIB).....	81
Figure 3-4 – Protocole rapide 2Hz ( $T_{réf} = 80^\circ\text{C}$ , $\Delta T_J = 50^\circ\text{C}$ ).....	82
Figure 3-5 – Modes de défaillance et de dégradation FID05 et FID12 .....	83
Figure 3-6 – Protocole rapide 2Hz ( $T_{réf} = 80^\circ\text{C}$ , $\Delta T_J = 24^\circ\text{C}$ ).....	83
Figure 3-7 – Métallisation du module FID13 après 10Mcycles (2Hz, $T_{réf} = 80^\circ\text{C}$ , $\Delta T_J = 24^\circ\text{C}$ ) ..	83
Figure 3-8 – Pied de bonding FID13 après 10Mcycles (2Hz, $T_{réf} = 80^\circ\text{C}$ , $\Delta T_J = 24^\circ\text{C}$ ) .....	84
Figure 3-9 – Protocoles rapides 2Hz obtenus pour $\hat{I}_{Lc} = 170\text{A}$ , $F_d = 11\text{kHz}$ .....	84
Figure 3-10 – Mode de dégradation observé pour un cyclage rapide 2Hz.....	85
Figure 3-11 – Protocole lent (5.5s) On-Off – $\Delta T_J = 52^\circ\text{C}$ .....	86
Figure 3-12 – Cyclage mixte à deux $\Delta T_J$ .....	87
Figure 3-13 – Etat de la métallisation suite à deux protocoles de vieillissement classiques ..	89
Figure 3-14 – Bilan des modes de dégradation observés en cyclage classique.....	90
Figure 3-15 – Points expérimentaux et courbes du modèle de Held associées .....	90
Figure 3-16 – Ensemble des résultats expérimentaux et courbes du modèle de Held associées à la première campagne.....	91
Figure 3-17 – Structure morphologique fil-métallisation (FIB) .....	92
Figure 3-18 – Lois de comportement de l’aluminium pour plusieurs tailles de grains.....	93
Figure 3-19 – Pieds de bonding après cyclage classique / rapide .....	95
Figure 3-20 – Paramètres géométriques d’une courbure de pied de bonding .....	95
Figure 3-21 – Courbe contrainte-déformation en chargement cyclique.....	97
Figure 3-22 – Pied de bonding .....	97
Figure 3-23 – Rupture partielle bonding-puce.....	98
Figure 3-24 – FID29 IGBT B après 2.5Mcycles ( $T_{réf} = 80^\circ\text{C}$ , $\Delta T_J=39^\circ\text{C}$ ).....	99

Figure 3-25 – Dépendance durée de vie – vitesse de cyclage .....	100
Figure 4-1 – Principe de la modélisation par éléments finis .....	102
Figure 4-2 – Model thermique (dimensions non réelles) .....	103
Figure 4-3 – Evaluation de l'écart de température sur le long d'un fil de bonding .....	104
Figure 4-4 – Géométrie du module MICROSEMI .....	105
Figure 4-5 – Principe de la simulation thermique sous consol .....	106
Figure 4-6 – Cyclage thermique obtenu par le modèle EF .....	107
Figure 4-7 – Modèle simplifié.....	107
Figure 4-8 – Température de la puce (Cycles thermiques 2Hz, 50°C par modélisation EF) ..	108
Figure 4-9 – Ecart de température sur le long d'une boucle de bonding (EF) .....	108
Figure 4-10 – Lois de comportement principales.....	109
Figure 4-11 – Distribution des contraintes dans un élément $dv$ de solide .....	109
Figure 4-12 – Caractéristique contrainte-déformation en traction d'un solide .....	110
Figure 4-13 – Comportement élasto-plastique avec écrouissage.....	112
Figure 4-14 – Chargement – déchargement sur un cycle .....	112
Figure 4-15 – Représentation Contrainte-Déformation aux bords d'un pied de bonding à $\Delta T=35^{\circ}\text{C}$ .....	113
Figure 4-16 – Simplification de la zone d'attache Al-Si.....	114
Figure 4-17 – FID04 après 713 kcycles ( $T_{\text{réf}}=80^{\circ}\text{C}$ , $\Delta T_j=50^{\circ}\text{C}$ ).....	115
Figure 4-18 – Répartition des contraintes de Von Mises (élastiques) au niveau du pied de bonding ( $T=105^{\circ}\text{C}$ , $T_{\text{réf}}=80^{\circ}\text{C}$ , $\Delta T=40^{\circ}\text{C}$ ) .....	116
Figure 4-19 – Température – Contraintes de Von Mises-moyenne surfacique (modèle élastique).....	117
Figure 4-20 – Evolution de la contrainte aux bords de la zone d'attache sur un cycle .....	118
Figure 4-21 – Modèle réduit avec faces symétriques .....	118
Figure 4-22 – Evolution de la température sur la zone d'attache Al-Si .....	118
Figure 4-23 – Evolution de la déformation plastique sur trois cycles.....	119
Figure 4-24 – Comportement cyclique (élastique-parfaitement plastique) .....	119
Figure 4-25 – Evolution des déformations plastiques cycliques pour $\Delta T=50^{\circ}\text{C}$ .....	120
Figure 4-26 – Comportement cyclique (élasto-plastique avec écrouissage).....	121



## BIBLIOBRAGHIE

- [Anchenbach 07] R. Anchenbach. "Wire-bonding interconnections". Technical report, Workshop on Silicon Detectors Systems for the CBM experiment, 2007
- [Baliga 87] B. J ; Baliga, "Modern power devices", New York, John Wiley & Sons, 1987
- [Baliga 96] B. J ; Baliga, "Trends in power semiconductor devices". IEEE transactions on electronics devices, Vol. 43, n° 10, October 1996. P 1717-1731
- [Bauer 91] F. Bauer, T. Stockmeier. "Bidirectional semiconductor component that can be turned off". US patent N° 5,040,042. Aug.13, 1991
- [Bielen 06] J. Bielen, J.J. Gommans, F. Theunis. "Prediction of high cycle fatigue in aluminum bond wires : A physics of failure approach combining experiments and multi-physics simulations in Thermal, Mechanical and Multiphysics Simulation and Experiments in Micro-Electronics and Micro-Systems". EuroSime, 7th International Conference, April 2006. P1 –7
- [Hefner 87] A. Hefner, D. A Blackburn. "Performance Trade-O for the Insulated Gate Bipolar Transistor: Layer Versus Base Lifetime Reduction". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-2 (July 1987),No. 3, P 194-207
- [Breit 02] F. Breit, E. Dutarde, J. Saiz, T. Lebey, D. Malec, S. Dinculescu. "Partial dischargedetection in power modules". Power Electronics Specialists Conference, PESC. 02. 2002 IEEE 33rd, Vol 2, 2002. P 748 – 752
- [Ciappa 00] M.Ciappa. "Some Reliability Aspects of IGBT Modules for High Power Applications". PhD thesis, Swiss federation institute of technology ZURICH, 2000.
- [Ciappa 02] M. Ciappa. "Selected failure mechanisms of modern power modules". MicroelectronicsReliability,2002, 42(4-5). P 653 – 667
- [Coquery 99] G. Coquery, R. Lallemand, H. Berg, K. Sommer, D. Wagner, M. Piton. "Reliabilityimprovement of the soldering thermal fatigue with AISiC technology on traction highpower IGBT modules". EPE, 1999
- [Cova 98] P. Cova & F. Fantini. "On the effect of power cycling stress on IGBT modules". Microelectronics Reliability, 1998, 38(6-8). P 1347–1352
- [Cova 02] P. Cova, W. Fichtner, M. Ciappa, F.Carbognani. "A novel thermomechanics – basedlifetime prediction model for cycle fatigue failure mechanisms in power semiconductors".Microelectronics Reliability, 2002, 42(9-11). P 1653–1658
- [Dupont 06] L.DUPONT. "Contribution à l'étude de la durée de vie des assemblages de puissance dans des environnements haute température et avec des cycles thermiques de grande amplitude". Thèse Ecole normale supérieure de Cachan, Juin 2006

- [Dup 06] L. Dupont, Z. KHATIR, S. LEFEBRE, S. Bontemps. "Effects of metallization thickness of ceramic substrates on the reliability of power assemblies under high temperature cycling". *Microelectronics Reliability*, 2006 (46). P 1766-1771
- [Ebré 06] C. Eberl, R. Spolenak, O. Kraft, F. Kubat, W. Ruile, E. Arzt. "Damage analysis in Al thin films fatigued at ultrahigh frequencies". *Journal of Applied Physics*, Juin 2006, 99(11). P 113501 –113501
- [El Ghazouani 06] M. El Ghazouani. "Conception d'une plate-forme flexible de vieillissement haute température pour modules IGBT sous contraintes". Thèse Université Montpellier II, 2006
- [Fennessy 97] K. Fennessy, M. Occhionero, R. Adams. "A new substrate for electronics packaging : Aluminum-silicon carbide (AlSiC) composites". Annual Portable by design conference, 1997. P 398–403
- [Fiedler 06] S. Fiedler, M. Zwanzig, R. Schmidt, E. Auerswald, M. Klein, W. Scheel, H. Reichl. "Evaluation of metallic nano-lawn structures for application in microelectronic packaging". *Electronics System Integration Technology Conference*, Sept 2006, 1st, Vol 2. P 886 –891
- [Forest 06] F. Forest, J.-J. Huselstein, S. Faucher, M. Elghazouani, P. Ladoux. "Use of opposition method in the test of high-power electronic converters". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, no. 2, Apr. 2006. P 530–541
- [Hamidi 98] A. Hamidi. "Contribution à l'étude des phénomènes de fatigue thermique des modules IGBT de forte puissance destinés aux applications de traction". Thèse polytechniques de Lorraine, 1998
- [Hamidi 01] A. Hamidi, S. Kaufmann, E. Herr. "Increased lifetime of wire bonding connections for IGBT power modules". *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2001. 16th Annual IEEE*, Vol 2. P 1040 –1044
- [Harman 10] G. Harman. "Wire bonding in microelectronics". 3rd edition, 2010.
- [Hatch 84] J E. Hatch. "Aluminum: Properties and Physical Metallurgy". American society for metals . 10th edition 2005
- [Held 99] M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco, M.H. Poech. "Fast power cycling test for insulated gate bipolar transistor modules in traction application". *International Journal of Electronics*, Vol 86, no. 10, Oct 1999. P 1193–1204
- [Hutchinson 96] J.W. Hutchinson. "STRESSES AND FAILURE MODES IN THIN FILMS AND MULTILAYERS". NOTES FOR A DCAMM COURSE, October 1996
- [Hu 91] J M. Hu, M. Pecht, A. Dasguta. "A probabilistic approach for predicting thermal fatigue life of wire bonding in microelectronics". *Journal of Electronic Packaging*, September 1991.
- [Luan 08] Q H. Luan, V. Bley, T. Lebey, B. Schlegel, L. Menager. "Nano copper wires interconnection for three x2014 ; dimensional integration in power electronics". *Power Electronics Specialists Conference, PESC June 2008, IEEE*. P 278 –281

- [Lebey 06] Lebey, D. Malec, S. Dinculescu, V. Costan, F. Breit, E. Dutarde. "Partialdischarges phenomenon in high voltage power modules". Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions, Aug 2006, Vol13, no 4. P 810 –819
- [LE 09] H N. LE. "Etude de la propagation d'une fissure sous chargement thermique cyclique induisant un gradient de température dans l'épaisseur". Thèse ENSMA POITIERS 2009
- [LOT2 B] J.-J. Huselstein , F. Richardeau . "Caractérisation dynamique des puces IGBT et diodes du SEMiX13 – 600V/200A. Influence de la température". Rapport technique, FIDUCOHT lot 2 : caractérisations préliminaires – Partie B (LEM & LEEI), 2006.
- [Lue 04] C. Luechinger. "Large aluminium ribbon bonding : an alternative interconnect solution for power module applications". IMAPS 04, 2004
- [Lutz 08] J. Lutz, T. Herrmann, M. Feller, R. Bayerer, T. Licht, R. Amro. "Power cycling induced failure mechanisms in the viewpoint of rough temperature environment". Integrated Power Systems (CIPS), March 2008 5th International Conference. P 1 –4,
- [Matsunaga 06] T. Matsunaga, Y. Uegai. "Thermal fatigue life evaluation of aluminum wire bonds". 1st IEEE Electronics System integration Technology Conference, 2006. P 726 - 731
- [Medjahed 12] H. Medjahed. "Contribution à la simulation électro-thermomécanique numérique 3D appliquée à l'étude de la fiabilité des interrupteurs à semi-conducteurs package utilisé en traction ferroviaire". Thèse, INP Toulouse 2012
- [Mehrotra 95] M. Mehrotra, B.J. Baliga. "A Planar MOS-Gated AC Switch Structure". IEEE IEDM 1995. P 349-352
- [Menager 08] L. MENAGER. "Contribution à l'intégration des convertisseurs de puissances 3D". Thèse, Institut National Des Sciences Appliquées De Lyon, 2008.
- [Merkle 08] L. Merkle, T. Kaden, M. Sonner, A. Gademann, J. Turki. "Mechanical Fatigue Properties of Heavy Aluminium Wire Bonds for Power Applications". 2nd Electronics System-Integration Technology Conference, 2008. P 1363 – 1367
- [Morozumi 03] A. Morozumi, K. Yamada, T. Miyasaka, S. Sumi, Y. Seki. "Reliability of power cycling for IGBT power semiconductor modules". IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, Vol 39, no 3. P 665–671
- [Nguyen 09] Vh. Nguyen, P. Castelan, Z. Khatir, T. Lebey, V. Bley, N. Sewraj, Qh. Luan, B. Schlegel. "Fabrication of bottom die substrate solderless interconnection based on nano copper wires". Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference. P 1 –9
- [Occhionero 99] M. A. Occhionero, R. A. Hay. "Aluminium silicon carbide (alsic) thermal management packaging for high density packaging applications". Conférence IMAPS, 1999. P 34–39

- [Occhionero 02] M. A. Occhionero, K. P. Fennessy, R. W. Adams, G.J Sundberg. "AlSiC Baseplates for Power IGBT Modules ; Design, Performance and Reliability", IMAPS, 2002
- [Ong 04] B. Ong, M. Helmy, S. Chuah. "Heavy Al Ribbon Interconnect: An Alternative Solution for Hybrid Power Packaging". IMAPS 2004.
- [Poupon 05] Gilles Poupon. "Remplacement du plomb dans les alliages de soudure en microélectronique".CEA - LETI
- [Qin 02] I.W. Qin, P. Reid, R.E. Werner, and D. Doerr. "Automatic wedge bonding with ribbon wire for high frequency applications". Electronics Manufacturing Technology Symposium, July 2002. IEMT 2002. 27th Annual IEEE/SEMI International. P 97 –104
- [Ronald 04] P. Ronald, W. Sheng. "Power Electronic Modules ; Design and Manufacture".2004.
- [Scheuermann 09] U.Scheuermann, R.Schmidt . "Investigations on the VCE(T)-Method to Determine the Junction Temperature by Using the Chip Itself as Sensor". SEMIKRON Elektronik, 2009
- [Scheuermann 13] U.Scheuermann, R.Schmidt . "Impact of load pulse duration on power cycling lifetime of Al wire bonds". Microelectronics Reliability, 2013, 53. P 1687-1691
- [Smet 10] V. Smet. "Aging and failure modes of IGBT power modules undergoing power cycling in high temperature environments". Thèse, Université Montpellier II, 2010
- [Song 13] Y.Song, B.Wang. "Quantitative Evaluation for Reliability of Hybrid Electric Vehicle Powertrain". 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, May 2013
- [Spigarelli 99] S.Spigarelli."Creep of Aluminium and Aluminium Alloys". 'European Aluminium Association, 1999
- [Tahir 11] H. Tahir. "Conception et réalisation de structures IGBTs bidirectionnelles en courant et en tension". Thèse P.S Toulouse III, 2011
- [Thoben 01] M. Thoben, X.Xie, D. Silber, J. Wild. "Reliability of Chip/DCB solder joints in AlSiC base plate power modules: influence of chip size". Microelectronics Reliability,2001 Vol 41. P 1719-1723
- [Udomphol 07] T. Udomphol. "aluminium and its alloys". 2007
- [Udrea 09] F. Udrea. " IGBTs: concept, state-of-the art technologies, and derivatives". ISPSD'09, 2009. P 1-62.
- Vallon 03 J. Vallon. " Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes". Thèse Polytechnique (Toulouse) 2003
- [Vasseure 05] Claudine Vasseure."Les méthodes d'assemblages". Technical report, ESIEE, 2005

- [Wen 00] S. Wen, G.Q. Lu. "Finite-element modeling of thermal and thermomechanical behavior for three-dimensional packaging of power electronics modules". Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, 2000. IThERM 2000. The 7th Intersociety Conference, Vol 2. P 303–309
- [Wolfgang 07] E. Wolfgang. "Examples for failures in power electronics systems". ECPE Tutorial 'Reliability of Power Electronic Systems', April 2007.
- [Wu 95] W. Wu, M. Held, P. Jacob, P. Scacco, A. Birolini. "Investigation on the longterm reliability of power igbt modules". Power Semiconductor Devices and ICs, 1995. ISPSD '95. 7th International Symposium, May 1995. P 443–448
- [Yang 11] S. Yang, A. Bryant, P. Mawby, D. Xiang, L. Ran, P. Tavner. "An industry based survey of reliability in power electronic converters". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 47, no 3, May/June 2011. P 1441-1451
- [Yang 13] L. Yang. "A damage-based time-domain wear-out model for wire bond interconnects in power electronic module". Thèse, Université de Nottingham 2013
- [Zhang 14] L. Zhang. "Etude de fiabilité des modules d'électronique de puissance à base de composant SIC pour applications hautes températures". Thèse, Université de Bordeaux 2012
- [ZVEI 08] ZVEI. "Handbook for robustness validation of automotive electrical/electronic modules". June 2008