THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Génie Électrique

Présentée et soutenue par :

M. WILLIAM SANFINS

le vendredi 22 septembre 2017

Titre :

Caractérisation et modélisation de modules de puissance "fail-to-short" pour convertisseurs sécurisés à tolérance de pannes. Application véhicule électrique hybride.

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeur(s) de Thèse :

M. FREDERIC RICHARDEAU

M. DAMIEN RISALETTO

Rapporteurs :

M. CYRIL BUTTAY, INSA LYON

M. STÉPHANE LEFEBVRE, ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Membre(s) du jury :

M. FRANCOIS FOREST, UNIVERSITE MONTPELLIER 2, Président

M. DAMIEN RISALETTO, UNIVERSITE TOULOUSE 3, Membre

M. FREDERIC RICHARDEAU, INP TOULOUSE, Membre

Mme MOUNIRA BERKANI, ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN, Membre

Résumé

Dans les modules de puissance à connexion filaire de type wire-bonding (WB), les forts courants commutés (jusqu'à 200A pour une puce de 10x10mm^2) imposent de faibles résistances et inductances d'interconnexion pour réduire la chute de tension et les surtensions. Pour cette raison, les concepteurs multiplient les fils de bonding de grand diamètre (jusqu'à 500µm) en parallèle. De plus, quand la surface de puce le permet, les WB sont soudés à au moins deux endroits différents pour améliorer la distribution du courant.

A la différence d'un assemblage standard de type WB, dans un module de puissance de type Direct-Lead-Bonding (DLB), la puce et la diode sont généralement brasées d'un côté, via la technique du flip-chip, sur le dissipateur intégré. L'autre face est brasée ou frittée directement sur une broche (ou clip) interne large pour former la maille électrique grâce à une brasure à base d'étain, d'argent et de cuivre (SAC ou Sn-Ag-Cu), très épaisse pour éviter le claquage broche-terminaison de puce. Par conséquent, le DLB peut offrir une surface de contact plus performante sur les plans électrique et thermique que le WB, réduisant ainsi la résistance de contact d'environ 50% selon la bibliographie (d'un facteur dix selon nos simulations électromagnétiques), améliorant la distribution du courant dans les puces et homogénéisant la température au sein du composant. De plus, l'inductance parasite interne peut être atténuée de 57% comparé au WB selon la littérature.

Si l'on aborde la dimension sécuritaire, la tenue en surintensité ou I^2T d'un module de puissance WB rempli de gel de silicone est faible et procure un effet fusible naturel bien qu'imparfait (mode de défaut circuit-ouvert). Les fils de bonding subissent un phénomène de soulèvement même si leur design n'a pas été pensé dans ce sens. En remplaçant le gel par de la résine époxy, ce comportement se dégrade pour donner un mode de défaut intermédiaire dû à la limitation en température de la résine. A l'inverse, le DLB devrait montrer un très fort I^2T et donc, un mode de défaut se rapprochant du court-circuit.

Ces travaux proposent une approche innovante sur le thème du design des topologies de conversion sécurisées à tolérance de panne : pourquoi ne pas construire une topologie autour du mode de défaillance intrinsèque d'un module de puissance, au lieu de mettre en place des moyens classiques pour le contrecarrer, i.e. essayer d'isoler systématiquement le défaut avec des fusibles ? Le module de puissance DLB était le candidat idéal pour mettre à l'œuvre notre philosophie.

Dans un premier temps, nous avons cherché à comparer les modes de défaillance des deux technologies, WB et DLB, grâce à des essais destructifs d'énergies maîtrisés. Les résistances de défaut, énergies critiques et I^2T ont été mesurées sur un banc dédié, de même que des analyses d'endommagements des zones de défaillance ont été réalisées au sein du CNES-THALES Lab de Toulouse par une méthode non intrusive de type Lock-In-Thermography (LIT). Il a été montré que la technologie DLB pouvait présenter une résistance de défaut dix fois plus faible que celle de la technologie WB à même surface de puce et à même énergie de destruction. La présence du clip permet aussi de réduire le gradient thermique dans la région du défaut et de moins contraindre thermiquement l'encapsulant par rapport à la technologie WB. La forte épaisseur du joint de brasure broche – puce garantit aussi une meilleure métallisation par refusion de la zone de perçage et ainsi une résistance de défaut plus faible. Dans un second temps, les modules détruits WB et DLB ont subi des essais d'endurance sur 5 semaines, afin d'éprouver la robustesse et la stabilité de leur résistance de défaut à faible et fort courants. Les résultats montrent clairement la supériorité de la technologie DLB.

Par la suite, une campagne de caractérisation thermique (R_{th}/Z_{th}) des deux technologies WB et DLB a été réalisée sur la base d'un banc développé à cet effet. Une méthode de dissipation en régime linéaire a été proposée pour s'affranchir d'une source fort-courant. Nous avons

modélisé et simulé sous COMSOL Multiphysics les deux assemblages pour pouvoir les comparer en termes de résistance et d'impédance thermique, de résistance et d'inductance électrique. L'effet diffuseur thermique du DLB a ainsi été étudié. Les résistances thermiques sont quasi-identiques (~0,13°C/W) alors que, fait surprenant, le WB fait mieux que le DLB en ce qui concerne l'impédance thermique avec un écart maximum d'environ 20% à 0,1s. Grâce à la géométrie particulière du DLB, nous avons pu explorer un nouveau design intégrant des constrictions fusibles offrant au DLB un mode de défaillance optionnel de type circuit-ouvert, pour des besoins de sécurité ultime dernier secours ou pour répondre à un standard de sécurité. Combiné à ses propriétés fonctionnelles intéressantes, un tel concept pourrait être très prometteur et polyvalent.

Finalement, après avoir listé quelques structures d'onduleurs à tolérance de panne tirant parti du mode de défaillance en court-circuit du DLB, notre choix s'est porté sur un système d'onduleur tandem double-triphasé pour machine à double enroulement / alimentation ou de type double-étoile. Un banc d'expérimentation complet a été conçu et réalisé au LAPLACE, basée sur l'emploi de DLB. Un des modules de ce banc a été rendu volontairement défaillant prouvant la continuité fonctionnelle après une reconfiguration adaptée de la topologie initiale.

Mots clés :
Fail-to-short
Clip
Wire-bonding
Tolérant à la panne
Sécurisé

Abstract

In wire-bonding (WB) power-modules, high current commutated by fast power chips (up to 200A on a 10x10mm^2 chip) implies low resistance and low stray inductance interconnections in order to reduce voltage drop and overvoltage. For this purpose, designers use numerous large-diameter bonding wires (up to 500µm) in parallel. Whenever the die surface is large enough (like IGBTs), bonding wires are soldered at least in two different spots to improve current distribution.

Compared to conventional WB structure, inside Direct-Lead-Bonding (DLB) power-modules, chip and diode are generally soldered on one side, using flip-chip method, to the heat spreader. The other side is directly soldered or sintered to the large inner lead (or clip) to form the electrical loop with a thick standard SAC soldering (Sn-Ag-Cu) in order to avoid electrical breakdown between chip and clip. Therefore, DLB would provide a wider bonding area than WB design, reducing the emitter contact resistance by almost 50% in the literature (by a factor of 10 according to our simulation results), improving current uniformity in the chips and thus resulting in a uniform surface temperature distribution inside the device. Besides, DLB internal inductance could be reduced to 57% of wire-bonded modules according to literature.

Considering safety aspects, the overcurrent capability of a gel-filled wire-bonding power module is low and provides a natural but imperfect wire-fuse-effect (as an open-failure mode). Lift-offs happen even if WB design is not optimized for it. Replacing the gel with an epoxy resin, this behaviour gets worse and an intermediate failure-mode is reached due to the epoxy temperature limitation. On the opposite, DLB should have a very high overcurrent capability characteristic and thus short-failure mode behaviour.

This work offers a quite new approach in the field of fault-tolerant structure design: what if we use the faulty power module in a new way, instead of getting rid of it using classic methods to disconnect it, i.e. systematically isolating the power device using fuses? The DLB power module was the perfect candidate to experience our philosophy.

In the first place, a comparison of both technologies has been performed through post-fault-behaviour characterisation using controlled energy failure tests. Post-fault resistances, critical energies and overcurrent capability have been measured on a dedicated test-bench, along with defect localization and analysis through micro-section thanks to the CNES-THALES Lab in Toulouse, using non-intrusive Lock-In Thermography (LIT) method. Failed DLB power-modules have showed post-fault resistances 10 times lower than wire-bonded power-modules with the same die size and the same destruction energy. The clip also reduces temperature gradient around the defect location and thus, releases the resin's thermal constraints compared to WB technology. The very thick solder joint between clip and chip ensures a better metallic reforming and therefore a less resistive post-fault resistance. In the second place, faulty power modules under low and high destruction energy, both WB and DLB, have been tested during 5 weeks for durability and robustness. Results clearly show DLB supremacy.

Then, a long campaign of thermal characterization of both designs (R_{th}/Z_{th}) has been carried out thanks to another dedicated bench. We have proposed a new heating technique setting the die in its linear mode, which avoids using a high current power supply. We have modelled both designs using COMSOL Multiphysics in order for them to be simulated and compared in terms of thermal resistance and impedance, electrical resistance and inductance. The DLB thermal diffuser effect has been analysed. Thermal resistances are very similar (~0,13°C/W) meanwhile, surprisingly, WB is better than DLB in terms of thermal impedance with a maximum difference of 20% at 0.1s. Thanks to its peculiar geometry, the DLB allowed us to try and model a new design featuring fuse constrictions, which could give the DLB power module an optional open-circuit

failure mode for ultimate safety purposes or to meet security standards. Combined to its intrinsic good functional performances, such a design would be very promising and versatile.

Finally, after having listed some fault-tolerant inverter topologies, taking advantage of the DLB's fail-to-short behaviour, we opted for a double three-phase inverter for double-winding or double-star machines. A complete test bench has been designed and conceived at LAPLACE, using DLB power modules. One of them has been deliberately destroyed to demonstrate the functional continuity of the initial topology after reconfiguration.

Key words:
Fail-to-short
Clip
Wire-bonding
Fault-tolerant
Safety

Remerciements

Je profite de ces quelques lignes pour exprimer toute ma gratitude aux personnes qui, de près ou de loin, voire de très loin, m'ont permis d'arriver au bout de ces années de thèse.

Tout d'abord, merci infiniment à Frédéric RICHARDEAU et Damien RISALETTO qui ont dirigé ces travaux. Merci de m'avoir fait confiance, de m'avoir encadré et soutenu tout du long ainsi que pour le temps que vous m'avez consacré sans compter. Je sors grandi de cette expérience unique, tant scientifiquement qu'humainement.

Je souhaite adresser mes profonds remerciements à toute l'équipe CS dirigée actuellement par Guillaume GATEAU, et, plus largement, au personnel du laboratoire LAPLACE de Toulouse, qui m'ont accueilli pour mener à bien mes travaux. Un grand merci à Eric BRU, Didier FLUMIAN, Jean-Marc BLAQUIERE, Jacques BENAIOUN, Franck MOSSER, Sébastien VINNAC, Emmanuel SARRAUTE et Jessica TOSCANO qui m'ont tous grandement aidé à un moment ou un autre (même plusieurs), chacun dans leur domaine respectif.

Ce fût un honneur de travailler avec des personnes aussi compétentes, aussi riches et humaines que vous.

Je voudrais remercier François FOREST d'avoir accepté de présider à mon jury de soutenance de thèse. Merci à Cyril BUTTAY et Stéphane LEFEBVRE de m'avoir fait l'honneur de d'être les rapporteurs de ces travaux de recherche. Je remercie également Mounira BERKANI d'avoir accepté d'examiner ceux-ci.

Côté Valeo-Créteil, je remercie mes encadrants Michaël CHEMIN et Gaël BLONDEL, qui m'ont apporté leur soutien et leur expertise durant ces trois années. Merci aussi à Mathieu GRENIER pour son soutien à Valeo-Cergy lors de mes longues campagnes de caractérisation thermique au labo SS117. D'autre part, ces travaux n'auraient pu être réalisés sans l'instigateur de la thèse, Philippe BAUDESSON, que je remercie, et l'aide de l'ADEME au travers du projet Essencyele, dirigé par Valeo.

Conférences, Jungle Speed, salle de sport, courses à pieds, soirées, déjeuners, pauses cafés (et quel café !), QPUC, etc. Je n'oublierai pas tous ces moments partagés en votre présence, vous qui êtes ingénieurs, docteurs, ou presque. Je veux bien sûr parler de Farah SALAMEH, Etienne FOURNIER, Samer YAMMINE, Benedikt BYRNE, Thomas GENEVE, Malik TOGNAN, Maël DURAND, Andrea VERDICCHIO, Joseph FABRE, Sébastien SANCHEZ, Mustapha DEBBOU, Alberto ROSSI, Kamil MROZEWSKI, Lucille KUHLER, Alexandra PESSOT, Sylvain RIGAL, Jonathan LESMAYOUX, Fang LEI, Mickael FAUCHER, Olivier GOUALARD, Laura LEBARBIER, Eduard SOLANO et Nicolas SERBIA.

Je souhaite bien sûr remercier ma famille, mon père Sylvain SANFINS et ma mère Céleste SANFINS, qui m'ont soutenu et de nouveau accueilli chez eux pendant la majeure partie de la thèse. Merci aussi à mes deux petits frères Matthieu et Alexandre, avec qui j'ai passé de très bons moments tout au long de ces trois années.

Enfin, un très grand merci à ma femme Léa, qui a eu la patience et la force de m'attendre pendant tout ce temps. Tu m'as aidé et soutenu sans faille, il n'existe pas de mot pour te dire à quel point je te suis reconnaissant pour tout ce que tu as fait pour moi, pour nous.

Du fond du cœur, merci.

A mon Papy, parti trop tôt…

A ma femme, Léa…

A ma fille, Ambre…

Table des matières

Résumé ..... **III**

Abstract ..... **V**

Remerciements ..... **VII**

Table des matières ..... **X**

Table des figures ..... **XIV**

Liste des tableaux ..... **XXI**

Liste des abréviations et acronymes ..... **XXIII**

Introduction Générale **1**

Chapitre 1 ETAT DE L'ART DES MODULES DE PUISSANCE ET DE LEURS MODES DE DEFAILLANCE **5**

1.1 Introduction au domaine de l'hybridation électrique des véhicules routiers **6**

1.2 Hybridation de la propulsion automobile **7**

1.3 Les solutions proposées dans le domaine de l'hybridation du GMP : Micro- et Mild-Hybrid **11**

1.4 Le module de puissance en automobile **14**

1.4.1 Définition du module de puissance de manière générale 14

1.4.2 Eléments constitutifs d'un module de puissance 15

1.4.3 Tendances actuelles en électronique de puissance dans le domaine automobile 18

1.4.4 De la technologie à la défaillance des modules - Causes typiques dans un onduleur de puissance 20

1.5 Evolution de la prise en considération du mode de défaut dans la conception du module de puissance **24**

1.5.1 Connectique WB 24

1.5.2 Connexions pressées partielles ou totales 27

1.5.3 Connexions massives reportées, brasées ou frittées 31

1.6 Applications : recherche d'un module « fail-to-short » idéal **37**

1.7 Déroulement de la thèse **44**

Bibliographie - Chapitre 1 ..... **45**

Chapitre 2 CARACTERISATION DES MODES DE DEFAILLANCE D'UN MODULE A INTERCONNEXION CLIP (DLB), FILS ET RUBAN POUR APPLICATION AUTOMOBILE HYBRIDE 51

PARTIE A 53

2.1 Description détaillée du module HT 53

2.2 Présentation de la plateforme d'expérimentation 55

2.2.1 Caractéristiques techniques et fonctionnelles de la plateforme de test 55

2.2.2 Mécaniques principales de défaillance des modules de puissance 57

2.2.3 Modes opératoires et caractérisations électriques des modules de puissance 60

2.3 Caractérisation des résistances de court-circuit des modules Mitsubishi en régime extrême rapide moyenne tension 63

2.3.1 Distribution de la résistance de court-circuit en fonction de l'énergie dissipée et du I^2T 63

2.3.2 Reformage métallique de la R_{cc} 65

2.4 Reverse Engineering avec le THALES-CNES Lab de Toulouse 68

2.4.1 Localisation non-intrusive du défaut 68

2.4.2 Micro-sections des zones de défaut et interprétation des défauts à haute et faible énergie dissipée 71

2.5 Tests d'endurance statique sur les modules détruits DLB et WB 74

2.5.1 Présentation du banc d'endurance 74

2.5.2 Protocole de test 74

2.5.3 Résultats et observations 75

PARTIE B 78

2.6 Description détaillée du module BT WB et ruban 78

2.7 Campagne d'essais destructifs sur les modules VALEO décapsulés 80

2.7.1 Caractérisation ohmique des modules BT 80

2.7.2 Présentation du banc d'expérimentation 82

2.7.3 Enregistrement IR rapide à la caméra thermique 84

2.7.4 Interprétation des modes de défaut WB et Ruban 85

2.7.5 Bilan sur les modules VALEO 87

2.8 Conclusion 88

Bibliographie - Chapitre 2 89

Chapitre 3 MODELISATION MULTIPHYSIQUE ET REDESIGN DU MODULE DLB 93

3.1 Campagne de mesures des résistances et impédances thermiques 96

3.1.1 Principe de mesure de R_{th} et Z_{th} 96

3.1.2 Etalonnage en étuve des PTS 103

3.1.3 Présentation du banc de mesure à VALEO-Cergy 108

3.1.4 Résultats et post-traitement sous Matlab 117

3.2 Modélisation et simulations sous COMSOL Multiphysics 123

3.2.1 Calcul de la conductivité thermique du TCIL : modèle pyramidal statique 3D 123

3.2.2 Modélisation du module DLB en 2D 127

3.2.3 Modélisation des modules DLB et WB en 3D 131

3.2.4 Nouveau design d'un module avec fusibles intégrés sur DLB 141

3.3 Conclusion 146

Bibliographie - Chapitre 3 147

Chapitre 4 STRATEGIES DE RECONFIGURATION BASEES SUR LE MODE DE DEFAUT "FAIL-TO-SHORT" 149

4.1 Aspects sécuritaires dans les véhicules hybrides et électriques 151

4.2 Fiabilité et mécanismes de défaillance 152

4.2.1 Les différents types de défaut dans un groupe de convertisseur d'énergie 152

4.2.2 Taux de défaillance et fiabilité 154

4.3 Topologies sécurisées à tolérance de panne autour du mode de défaillance du module de puissance 159

4.3.1 Onduleurs six-phases avec redondance active et reconfiguration structurelle 160

4.3.2 Onduleurs trois-bras avec redondance passive 165

4.4 Essai expérimental sur banc : onduleur six-bras alimentant une machine asynchrone à rotor bobiné 170

4.4.1 Présentation du banc d'expérimentation et de l'onduleur six-bras 170

4.4.2 Descriptif technique résumé 170

4.4.3 Première campagne : défaut à faible impédance 174

4.4.4 Seconde campagne : défaut à forte impédance 175

4.5 Conclusion 176

Bibliographie - Chapitre 4 177

Conclusion générale et perspectives 181

ANNEXES 185

Annexe A : Compléments à la modélisation des modules DLB et WB en 3D 186

Bibliographie - Annexe A 191

Table des figures

CHAPITRE 1

Fig. 1-1 Représentation graphique de la répartition par source des émissions de GES dans l'UE en 2014 [5] 6
Fig. 1-2 Evolution des tensions des batteries embarquées et la technologie de puce employée [8] 8
Fig. 1-3 Architecture Hybride-Série [7] 9
Fig. 1-4 Architecture Hybride-Parallèle [7] 9
Fig. 1-5 Architecture Hybride Série-Parallèle [7] 10
Fig. 1-6 Exemple d'assemblage IML (haut) et DBC ou Direct Bond Copper (bas) de VALEO 12
Fig. 1-7 Integrated Belt Starter Generator (i-BSG) de VALEO 13
Fig. 1-8 Exemples de types de brasure et évolutions potentielles [19] [20] 15
Fig. 1-9 Exemples et illustrations de connexions internes, en Al ou colaminées Al-Cu [21] [22] 16
Fig. 1-10 Exemple de technologies de substrat (DBC, DAB, AMB) [23] [24] 16
Fig. 1-11 Illustrations de deux types de semelle [25] [26] 16
Fig. 1-12 Exemples d'encapsulants utilisés dans l'industrie et évolutions potentielles [27] 17
Fig. 1-13 Exemples de module de puissance surmoulé époxy-alumine, intégrant un bras d'onduleur à IGBT, diodes et capteurs : module Mitsubishi CT300DJH060 (a) et module BOSCH MH6560C (b) 19
Fig. 1-14 Modes de court-circuit principaux et délestage d'une topologie onduleur incluant source et charge [31] 21
Fig. 1-15 Principaux scénarii de court-circuit interne ou externe "rapproché" d'un onduleur [31] 22
Fig. 1-16 Formes d'ondes expérimentales en régime de saturation sur court-circuit interne ou rapproché [31] 23
Fig. 1-17 DUT n°1, décapsulation du boîtier surmoulé Ixys 600V-25A @ 90°C (a) ; DUT n°2, ouverture du module à gel silicone Eupec 1200V-50A @ 70°C [37], après destruction des deux puces IGBT et un courant de court-circuit caractérisé par $I^2Tclear = 350A^2.s$ - Energie dissipée = 24J (b) [34] 24
Fig. 1-18 Exemple de l'état d'endommagement du gel silicone d'un module après la destruction des puces et des bondings sous 600V sans aucune protection [37] 25
Fig. 1-19 Technologie d'encapsulation par boîtier plastique massif et surmoulé par résine injectée pour composants discrets et petit module [38] [42] 25
Fig. 1-20 Circuits d'électronique de puissance auto-protégés : convertisseur DC/DC multiphasé non-isolé avec interrupteurs de protections punch-through et courts-circuits (a) ; convertisseur DC/DC multiniveaux flying cap 4 niveaux (b) 26
Fig. 1-21 Assemblage de type Press pack IGBT : diagramme schématique (a) et photographie du prototype (b) [44] 27
Fig. 1-22 Boîtier Press-pack Westcode (a) ; module Press-Pack 2400A-4,5kV (b) 28
Fig. 1-23 Exemple d'un assemblage à puces semi-pressées avec plaquette d'injection de métal Al/Ag dans la zone de perçage en situation de court-circuit de la puce [42] 28
Fig. 1-24 Système de contact pressé sur une puce 29
Fig. 1-25 Phénomène de reformage des zones de perçage métallique mis en évidence sur un module WB encapsulé à la silicone et détruit à faible énergie [34] 29
Fig. 1-26 Destruction et reformage d'une puce IGBT en court-circuit dans le cas d'un boîtier Press-pack 4kV-3kA [50] 30
Fig. 1-27 Comparaison de la technologie SKiN de Semikron avec un design standard WB [51] 31
Fig. 1-28 Illustration du module Full SiC H-Bridge développé par Fraunhofer [53] 32
Fig. 1-29 Présentation des trois assemblages étudiés par les auteurs dans [44] [55] [56] 33
Fig. 1-30 Résumé des résultats de destruction en court-circuit des prototypes testés [44] [55] 33
Fig. 1-31 Vue schématique (a) et micro-section (b) d'un assemblage basé sur le procédé SiPLIT de Siemens 34
Fig. 1-32 Coupe schématique du module développé par le G2ELab et Mitsubishi Electric 34
Fig. 1-33 Vue et coupe de l'assemblage du demi-bras de pont à refroidissement double-face [58] 35
Fig. 1-34 Micro-section de l'assemblage et analyse de l'interface supérieure TLPS [58] 36
Fig. 1-35 Assemblages MOSFET : assemblage standard TO (a) et assemblage DirectFET resp. CanPAK (b) [43] 37
Fig. 1-36 Caractéristiques I_{DS}/V_{DS} des composants après leur destruction en surtension drain-source. Comparaison des caractéristiques après injection d'un courant de stress I_{DS} 38
Fig. 1-37 Module sans bonding : design en sandwich cuivre-puce-cuivre 38
Fig. 1-38 Caractérisation des résistances de court-circuit des modules testés 39

Fig. 1-39 Analyse et localisation du défaut d'un module en court-circuit [59] 39
Fig. 1-40 Vue schématique (a) et photographie (b) du CoolIR2 d'International Rectifier 40
Fig. 1-41 Caractéristiques tension-courant (IGBTs et diodes) de trois modules [60] 41
Fig. 1-42 Localisation et analyse des courts-circuits sur les trois modules après stress-test [60] 42
Fig. 1-43 Module de puissance WB (haut) et DLB (bas) 42
Fig. 1-44 Vue schématique (a) et photographie (b) de modules Press-pack de la Lexus LS-600h [63] 43

CHAPITRE 2

Fig. 2-1 Modèles étudiés pendant la thèse : CT300DJG060 (DLB - 2013) (a) ; CT600DJH060 (DLB - 2012) et CT300DJB060 (WB - 2003) (b) [1] [4] 53
Fig. 2-2 Module de puissance BOSCH-Infineon MH6560C 600A/650V 54
Fig. 2-3 Passage d'un transistor sain à un court-circuit (type 1) (a) ; tendances R_{cc} vs. Energie/I^2T attendues pour le WB et le DLB (b) 55
Fig. 2-4 Présentation du banc de court-circuit (haut) et son schéma équivalent électrique (bas) 56
Fig. 2-5 Représentation schématique "introductive" du passage entre des caractéristiques fonctionnelles et le mode de défaut usuel d'un interrupteur de puissance dans un onduleur composé d'un transistor IGBT et d'une diode [31] 58
Fig. 2-6 Illustration des séquences de fonctionnement en régime extrême sur court-circuit interne d'un bras d'onduleur (court-circuit de type 1 et de type 2) [31] 58
Fig. 2-7 Présentation du banc dans sa configuration initiale : court-circuit du bras complet par la commande 60
Fig. 2-8 Formes d'ondes d'une destruction de module WB sous 200V/4x460µF à faible énergie (E_{crit} = 13,6J). Description des étapes précédant la destruction du transistor 60
Fig. 2-9 Formes d'ondes d'une destruction de l'IGBT Low-Side (LS) du module DJB N°2 sous 280V/460µF à faible énergie (E_{crit} = 15,4J) (a) ; zoom sur l'instant du claquage (b). Description des étapes précédant la destruction du transistor 61
Fig. 2-10 Schéma équivalent électrique du banc d'essai auquel est connecté le DUT après destruction 62
Fig. 2-11 Caractéristiques I_{CE} vs. V_{CE} d'un module WB détruit à un niveau d'énergie faible (E_{crit} = 36,8J) à température ambiante 63
Fig. 2-12 Evolution de la résistance de court-circuit des modules de puissance WB (a) ; exemple de micro-section d'un module WB détruit à faible énergie (b) réalisée au cours de la thèse de Z. Dou [12] 64
Fig. 2-13 Présentation schématique du banc de reformage métallique (a) et circuit équivalent (b) 65
Fig. 2-14 Captures infrarouges lors d'une tentative de reformage métallique d'un module WB (a)(b) ; Evolution de la résistance de court-circuit (c) et de la température du boîtier (d) lors d'un essai de reformage métallique d'un module WB (DJB) 66
Fig. 2-15 Evolution de la résistance de court-circuit des modules de puissance DLB 67
Fig. 2-16 Evolution de la résistance de court-circuit et de la température du boîtier lors d'un essai de reformage métallique d'un module DLB (DJH) 600A/600V 67
Fig. 2-17 Photographie de l'intérieur de la boîte noire renfermant le DUT et la caméra infrarouge (IR) (a) ; vue schématique du principe du LIT (b) 69
Fig. 2-18 Module CT600DJH060 N°6 IGBT LS : acquisitions LIT temps réel à l'échelle du pixel (a) ; tomographie RX à faible énergie (RCC ~ 0,6Ω) (b) 70
Fig. 2-19 Module CT600DJH060 N°1 IGBT HS : acquisitions LIT temps réel à l'échelle du pixel (a) ; tomographie RX à faible énergie (RCC ~ 0,6mΩ) (b) 70
Fig. 2-20 Retrait de la résine époxy par amincissement laser de modules CT600DJH060 détruits à faible énergie (N°6 IGBT LS) et forte énergie (N°1 IGBT HS) 71
Fig. 2-21 Micro-section du module détruit à faible énergie (N°6 IGBT LS) 72
Fig. 2-22 Micro-section du module détruit à forte énergie (N°1 IGBT HS) 72
Fig. 2-23 Micro-section et analyse du défaut à faible énergie (N°6 IGBT LS) 73
Fig. 2-24 Micro-section et analyse du défaut à forte énergie (N°1 IGBT HS) 73
Fig. 2-25 Présentation du banc d'endurance dans son ensemble (a) ; vue du radiateur accueillant les modules sous test (b) 74
Fig. 2-26 Synthèse de l'évolution des résistances de défaut des modules WB (a) et DLB (b), détruits à forte énergie sur une période d'un mois 75
Fig. 2-27 Synthèse de l'évolution des résistances de défaut de modules DLB détruits à faible énergie sur une période d'une semaine 76
Fig. 2-28 Nouvel essai sur une journée, confirmation de la stabilité des R_{cc} en régime établi 77
Fig. 2-29 Zoom sur le reformage de la puce LS du module DLB n°2 77

Fig. 2-30 Présentation des modules de puissance VALEO basés sur la technologie IML : interconnexions WB Al (a), rubans Al (b) et vues synoptiques (c)(d) 78
Fig. 2-31 Cartographie des points de mesures réalisées sous pointe sur les modules VALEO (WB et Ruban) 80
Fig. 2-32 Photographie du banc d'essai destructif sur les modules BT VALEO 82
Fig. 2-33 Formes d'ondes relevées à l'issue d'un essai destructif sur un module WB pendant 2s @ 455A 83
Fig. 2-34 Tension d'arcing avant "lift-off" des bondings 83
Fig. 2-35 Puce MOSFET LS connectée en WB, détruite à 350A après 10s (haut) ; puce MOSFET LS connectée en ruban, détruite à 450A après 2s (bas) 84
Fig. 2-36 Courbes d'endommagement pour les interconnexions WB (a) et Ruban (b) 86
Fig. 2-37 Distinction schématique entre la surcharge destructive et celle pré-destructive 87

CHAPITRE 3

Fig. 3-1 Exemple d'impédance thermique effective Junction-to-Case du MOSFET Infineon IRLR2905PBF. 94
Fig. 3-2 Résistances spécifiques des puces semi-conductrices [1] 95
Fig. 3-3 Représentation schématique 1D distribuée d'un module non isolé et son schéma électrique [2] ... 96
Fig. 3-4 Schéma électrique des modules DLB CT600DJH060 (a) ; photographie d'une puce WB (b) ; caractéristiques des diodes du capteur de température (bas) 97
Fig. 3-5 Schéma électrique de principe de la mesure de T_J via PTS 98
Fig. 3-6 Principe de mesure : injection d'un courant de mesure après le régime établi 99
Fig. 3-7 Placement recommandé pour la sonde de température thermocouple mesurant T_C 100
Fig. 3-8 Chronogrammes de principe de cycle de mesure de la méthode en échauffement [3] 101
Fig. 3-9 Micro-section d'un IGBT [6] 104
Fig. 3-10 Présentation de la plateforme d'étalonnage du PTS en étuve 105
Fig. 3-11 Synthèse des mesures d'étalonnage et choix du courant de polarisation sur les trois modules à caractériser 106
Fig. 3-12 Synoptique du capteur de température embarqué dans les puces IGBT des modules TPM de Mitsubishi [7] 107
Fig. 3-13 Etalonnage du capteur de température d'un module CT300DJG060 de Mitsubishi 107
Fig. 3-14 Présentation du banc de caractérisation des résistances et impédances thermiques à VALEO-Cergy 108
Fig. 3-15 Montage du module à caractériser avec feuille d'interface thermique Denka 108
Fig. 3-16 Pâte thermique et outils employés à son application 109
Fig. 3-17 Appareils de mesures de T_{case} et SMU 109
Fig. 3-18 Photographie d'une tête de sonde collée en face arrière d'un module afin de mesurer la température de la semelle 110
Fig. 3-19 Photographie de l'aiguilleur de puissance 110
Fig. 3-20 Chronogrammes et synoptique du fonctionnement de l'aiguilleur de puissance [3] 111
Fig. 3-21 Synoptique du dispositif d'écrêtage de tension actif 111
Fig. 3-22 Formes d'ondes au blocage de l'injection de puissance dans le DUT 113
Fig. 3-23 Formes d'ondes à l'amorçage de l'injection de puissance dans le DUT 113
Fig. 3-24 Nouvelles formes d'ondes obtenues au blocage de l'injection de puissance avec l'inductance série 114
Fig. 3-25 Nouvelles formes d'ondes obtenues à l'amorçage de l'injection de puissance avec l'inductance série 114
Fig. 3-26 Visualisation de la régulation en courant du SMU. Mesure à la pince de courant 114
Fig. 3-27 Nouvelles formes d'ondes obtenues du courant de polarisation issu du SMU 115
Fig. 3-28 Synoptique de la nouvelle méthode 116
Fig. 3-29 Formes d'ondes obtenues via le PTS V_{CE} 117
Fig. 3-30 Formes d'ondes obtenues via le capteur de température V_{AK} 117
Fig. 3-31 Evolution de la température de fond de boîtier pour des courants de 50A, 100A et 150A pendant 6 minutes 118
Fig. 3-32 Formes d'ondes relevées grâce à la méthode "linéaire" sur un module DLB et WB 119
Fig. 3-33 Exemple de calcul de T_J après masquage puis filtrage du signal V_{AK} - Module DLB testé pendant 6 min @ 250W 121
Fig. 3-34 Comparatif graphique entre un module WB et un module DLB de leurs impédances thermiques respectives (haut) puis normalisées (bas) - Essais pendant 6 min @ 200W 121
Fig. 3-35 Photographie des deux modules de puissance décapsulés par l'équipe du CNES-THALES Lab 123

Fig. 3-36 Epaisseurs des différentes couches d'assemblage. Images issues de l'inspection au Microscope Electronique à Balayage (MEB) du CNES-THALES Lab 123
Fig. 3-37 Coupe d'un module de puissance et schématisation du cône de chaleur émanant de la puce 125
Fig. 3-38 Schéma explicatif du tronc de pyramide pour le calcul 3D approché de la résistance thermique en régime statique 126
Fig. 3-39 Axe de coupe (haut) et comparatif visuel entre la micro-section du module DLB et sa modélisation en 2D (bas) 127
Fig. 3-40 Simulation 2D classique - Distribution de la température à la verticale de la puce et calcul de la résistance thermique 128
Fig. 3-41 Simulations 2D dans la configuration de référence avec diode froide (a) ou diode à 75W (b) 129
Fig. 3-42 Simulations 2D pour un module DLB à refroidissement double-face 130
Fig. 3-43 Présentation des modèles 3D des modules WB et DLB réalisés sous Inventor puis simulés sous COMSOL Multiphysics 131
Fig. 3-44 Simulation thermique 3D d'un module DLB avec une conductivité thermique du TCIL à 12W.m^{-1}.K^{-1} 132
Fig. 3-45 Cartographie de la température au sein du module WB pour 200W dissipés dans le volume de la puce IGBT 133
Fig. 3-46 Cartographie de la température au sein du module DLB pour 200W dissipés dans le volume de la puce IGBT 134
Fig. 3-47 Impédances thermiques des modules WB et DLB à iso-paramètres (200W) 135
Fig. 3-48 Cartographie thermique et répartition des lignes de courant au sein du module WB à 200A 137
Fig. 3-49 Cartographie thermique et répartition des lignes de courant au sein du module DLB à 200A 138
Fig. 3-50 Température à la surface de la puce IGBT sur les deux modules WB et DLB 139
Fig. 3-51 Géométrie de N constrictions fusibles sur lame de cuivre amincie 141
Fig. 3-52 Détermination du nombre de constrictions fusibles N pour un $I^2T = 7200A^2.s$ et un courant nominal I = A 142
Fig. 3-53 Présentation du modèle 3D d'un module DLB re-designé avec des constrictions fusibles 143
Fig. 3-54 Cartographie de la température au niveau des constrictions fusibles du nouveau design DLB pour 200W dissipés dans le volume de la puce IGBT 144

CHAPITRE 4

Fig. 4-1 Phénomène du bilame suite à l'assemblage de deux matériaux aux propriétés différentes [5] 152
Fig. 4-2 Exemple d'un module WB VALEO en court-circuit (0,9V et 90A continu) 153
Fig. 4-3 Photographie et schéma d'un Pyroswitch PSS2 (Pyrotechnic Safety Switch) [6] 153
Fig. 4-4 Représentation graphique des fonctions associées F et R [8] 154
Fig. 4-5 Graphique en « baignoire » de la durée de fonctionnement d'un composant [7] 156
Fig. 4-6 Exemple de représentation graphique d'une fonction de mortalité F (a) et de sa fonction de défaillance λ (b) 157
Fig. 4-7 Isolation d'un bras défaillant en utilisant l'effet fusible dans un onduleur six-bras alimentant une machine hexaphasée 161
Fig. 4-8 Trois reconfigurations possibles, dans une topologie de six à cinq bras, avec (a) ou sans (b) neutre externe dans une machine hexaphasée ou sans neutre externe dans une machine triphasée à double enroulement (double-étoile) (c) avec point neutre connecté en interne 161
Fig. 4-9 Triple pont en-H avec machine triphasée à enroulements ouverts 162
Fig. 4-10 Quatre stratégies possibles dans une topologie à triple pont en-H : pas de reconfiguration avec iso-courant (a1), pas de reconfiguration avec $P_{pf} = P_n$, annulant la puissance fluctuante avec $P_{pf} = 1/\sqrt{3}\ P_n$ (b1) ou annulant la puissance fluctuante et $P_{pf} = P_n$ (b2) 163
Fig. 4-11 Machine double-étoile (Y-Y) avec onduleur six-bras 164
Fig. 4-12 Redondance de bras en parallèle avec une machine étoile triphasée avec neutre 165
Fig. 4-13 Redondance d'un bras en parallèle avec machine standard triphasée 166
Fig. 4-14 Variante de la stratégie précédente : redondance passive [12] 167
Fig. 4-15 Redondance d'un bras de secours avec thyristors 167
Fig. 4-16 Convertisseur DC-DC 5 niveaux avec condensateurs flottants [18] 168
Fig. 4-17 Schéma de l'onduleur prototype six-bras avec modules de puissance DLB 171
Fig. 4-18 Illustration de la méthodologie du dimensionnement du dissipateur thermique 171
Fig. 4-19 Présentation en image de la plateforme d'essai et de l'onduleur compact six-bras 172
Fig. 4-20 Synoptique du banc de test de l'onduleur six-bras 173
Fig. 4-21 Comparaison des formes d'ondes du module DJG HS défaillant en début de campagne et après 171 heures de fonctionnement 174

Fig. 4-22 Superposition des signaux de tension mesurée aux bornes du DUT à différents intervalles de temps 174
Fig. 4-23 Comparaison des formes d'ondes du module DJG LS en début de campagne et après 16 heures de cyclage 175
Fig. A-1 Modèle électromagnétique 3D des WB utilisant le port-réduit 186
Fig. A-2 Modèle électromagnétique 3D du DLB utilisant le port-réduit 187
Fig. A-3 Synthèse des résultats des simulations électromagnétiques en WB 187
Fig. A-4 Synthèse des résultats des simulations électromagnétiques en DLB 188
Fig. A-5 Modèle réalisé sous COMSOL Multiphysics (exemple de 3 WB en parallèle) 189
Fig. A-6 Inductance linéique en fonction de la distance inter-WB pour différents diamètres normalisé (Ø=10, 20 et 30mils) 189

Liste des tableaux

CHAPITRE 1

Tab. 1-1 Caractéristiques techniques des différentes catégories de véhicules hybrides 7
Tab. 1-2 Niveaux de puissance et organes dans les véhicules hybrides [8] 7
Tab. 1-3 Solutions développées par VALEO [7] 11
Tab. 1-4 Panel d'assemblage de modules de puissance dans l'automobile hybride/électrique [29] 18
Tab. 1-5 Caractéristiques post-défaillance des MOSFET après surtension drain-source. Mesures 4 fils au Keithley 2701 38

CHAPITRE 2

Tab. 2-1 Synthèse des résultats obtenus sur les modules WB Mitsubishi DJB de calibre 300A/600V 65
Tab. 2-2 Caractéristiques d'une puce i-BSG 79
Tab. 2-3 Equivalences entre WB et ruban basées sur la section d'aluminium [18] 79
Tab. 2-4 Paramètres et calcul des résistances électriques équivalentes des interconnexions WB et Ruban à température ambiante 80
Tab. 2-5 Synthèse des mesures de résistances de contact pour un module WB 81
Tab. 2-6 Synthèse des mesures de résistances de contact pour un module Ruban 81
Tab. 2-7 Caractéristiques des interconnexions WB et Ruban 85
Tab. 2-8 Résultats théoriques obtenus pour les deux interconnexions 85
Tab. 2-9 Résultats expérimentaux obtenus avec les modules BT VALEO 86

CHAPITRE 3

Tab. 3-1 Equivalence entre les modèles thermique et électrique [2] 96
Tab. 3-2 Caractéristiques des modèles étudiés 105
Tab. 3-3 Synthèse des résultats obtenus pour les deux PTS avec la méthode classique et pour chaque interface thermique sur un module DJH (> 0,13°C.W^{-1} selon les données constructeur) 118
Tab. 3-4 Comparatif des résultats entre le module WB et DLB obtenus avec la nouvelle méthode 119
Tab. 3-5 Synthèse des résultats après post-traitement des relevés expérimentaux 122
Tab. 3-6 Synthèse des dimensions et natures des différentes couches d'assemblage des modules DLB et WB 124
Tab. 3-7 Paramètres physiques des éléments constitutifs des modules de puissance (DJB et DJH) 124
Tab. 3-8 Résultats d'ajustement obtenus avec une conductivité thermique recalée du TCIL à 7 $W.m^{-1}.K^{-1}$ 126
Tab. 3-9 Recalage des modèles lors du passage de 2D à 3D. Calcul des R_{th} avec modification de la conductivité thermique du TCIL 132
Tab. 3-10 Synthèse des mesures de température et calculs des résistances thermiques 134
Tab. 3-11 Paramètres utilisés pour les simulations électrothermiques 136
Tab. 3-12 Calcul de la résistance de connexion WB Vs DLB et résistant totale équivalente 140

CHAPITRE 4

Tab. 4-1 Caractéristiques et composants des onduleurs à deux niveaux de tolérance 169

Liste des abréviations et acronymes

ADEME	Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie
AFNOR	Association Française de NORmalisation
AMB	Active Metal Brazing ou Attache métal par brasure active
AS	Active Switch ou Interrupteur actif
BEV	Battery Electric Vehicles ou Véhicules électriques à batterie
BT	Basse-Tension
CC	Court-Circuit
C-E	Collecteur-Emetteur
COP	Conference Of Parties ou Conférence des Parties
CS	Convertisseurs Statiques
CTE	Coefficient of Thermal Expansion ou Coefficient de dilatation thermique
DAB	Direct Aluminium Bonded ou Substrat aluminium réalisé par attache directe
DBC	Direct Bond Copper ou Substrat cuivre réalisé par attache directe
DLB	Direct-Lead-Bonding
DUT	Device Under Test ou Echantillon sous test
ECN	(résine) Epoxy-Crésol Novolac
ECU	Electronic Control Unit ou Unité de contrôle électronique
ESL	Equivalent Serial Inductance ou Inductance équivalente série
ESP	Electronic Stability Program ou Électrostabilisateur programmé
ESR	Equivalent Serial Resistance ou Eésistance équivalente série
ESSENCYELE	(moteur) ESSENCe injection directe hYbride Electrique abordabLe
FCV	Fuel Cell Vehicles ou Véhicules à pile à combustible
GaN	Nitrure de Gallium
GES	Gaz à Effet de Serre
GIEC	Groupe d'experts Intergouvernemental sur l'Evolution du Climat
GMP	Groupes Moto-Propulseurs
HEV	Hybrid Electric Vehicles ou Véhicules hybrides
HS	High-Side ou supérieur
HT	Haute-Tension
HVDC	High Voltage Direct Current ou Haute tension continue
IML	Insulated Molded Leadframe ou Bande de cuivre surmoulée isolée électriquement
IR	Infrarouge
KERS	Kinetic Energy Recovery System ou Système de récupération d'énergie au freinage
LIT	Lock-In-Thermography ou Thermographie infrarouge synchrone
LS	Low-Side ou inférieur
MCC	Machine à Courant Continu
MEB	Microscope Electronique à Balayage
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
MMC	Convertisseur Multiniveaux Modulaire
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MT	Moyenne-Tension
MTTF	Mean Time To Failure ou Temps moyen jusqu'au défaut
PCB	Printed Circuit Board ou Circuit imprimé
PCOC	Power Chip On Chip
PHEV	Plug-in Hybrid Electric Vehicles ou Véhicules hybrides rechargeables

PS	Passive Switch ou Interrupteur passif
PTS	Paramètre Thermosensible
RESS	Rechargeable Energy Storage Systems ou Systèmes de stockage d'énergie rechargeable
REx	Range Extender ou Extension d'autonomie électrique
RMS	Root Mean Square ou (grandeur) efficace
SAC	Sn-Ag-Cu ou étain-argent-cuivre
Si	Silicium
SiC	Carbure de Silicium
SMI	Substrat Métallique Isolé
SMU	Source-Measure Unit
SNR	Signal to Noise Ratio ou Rapport signal/bruit
SSPC	Solid State Power Controller ou Disjoncteur électronique
StARS	Starter Alternator Reversible System
TCIL	Thermal Conductive Insulated Layer
THT	Très Haute Tension
TLPB	Transient Liquid Phase Bonding ou Soudure en phase liquide transitoire
TLPS	Transient Liquid Phase Sintering (similaire au TLPB)
TPM	Transfer Molded Power Module
UTCF	Utilisation des Terres, leur Changement et la Forêt
WB	Wire-Bonding
ZEV	Zero Emission Vehicle ou Mode tout-électrique

Introduction Générale

Les émissions de CO_2 croissent avec le développement des activités humaines (+40% d'ici 2030 selon l'Agence Internationale de l'Energie), et la concentration en CO_2 dans l'atmosphère également. Le secteur des transports est responsable de près d'un quart de ces émissions, dont 80% proviennent des transports routiers. Ceux-ci sont par ailleurs à l'origine de près de 70% des importations de pétrole en Europe. L'amélioration du rendement énergétique des Groupes Moto-Propulseurs (GMP), et en particulier celui des moteurs à combustion interne essence, est une préoccupation majeure des constructeurs et équipementiers automobiles. L'hybridation du moteur thermique est également devenue incontournable pour atteindre les objectifs réglementaires fixés à l'horizon 2020.

Néanmoins, dans ce contexte d'applications critiques embarquées des véhicules électriques ou Plug-in Hybrid (PHEV), où de plus en plus d'électronique de puissance est intégrée, la recherche de performances et de fonctionnalités a fait place aux aspects sécuritaires. En effet, la « safety » dans le milieu de l'hybridation des sources d'énergie a bien évolué et se trouve bien ancrée dans l'industrie aéronautique, automobile, spatial etc. Ceci étant, l'aspect disponibilité ou redondance, dont tiennent déjà compte l'aéronautique, le ferroviaire, ou encore l'industrie navale, se révèle être naissant dans l'automobile et son électronique de puissance.

La question de la redondance est dans tous les esprits de ceux ou celles désirant se lancer dans la course à l'automobile autonome comme TESLA, et ce quel que soit le niveau d'automatisation de la conduite. Si le conducteur est autorisé à relâcher sa vigilance au volant, les systèmes embarqués doivent être pensés pour prévenir toute panne et/ou reprendre le contrôle ou rôle du système défaillant en cas de panne. Tout comme l'industrie aérospatiale, celle de l'automobile devra prouver que ses propres solutions protégeront le conducteur et ses passagers même lorsque des fonctions vitales telles que le freinage ou la direction sont touchées.

Lorsque le conducteur est retiré de l'équation, les exigences en termes de fiabilité pour les systèmes d'actuateurs augmentent de manière substantielle. Les véhicules actuels sont prévus pour être ce que l'on appelle « fail-safe », c'est-à-dire que si un défaut est détecté, le véhicule passe dans un état sécurisé qui peut soit être un arrêt pur et simple du véhicule ou de la fonction (panne) soit un passage en mode dégradé permettant la poursuite de la mission jusqu'à réparation du système/composant. Pour les véhicules autonomes, ces derniers se devront d'être *a minima* « fail-operational », i.e. le véhicule pourra continuer à fonctionner comme si de rien n'était, même après l'apparition d'un défaut quel qu'il soit.

La question de la redondance est donc bien cruciale et les fabricants automobiles sont déjà à l'œuvre pour trouver des réponses/ solutions conciliant coûts, poids, complexité et robustesse. La réponse la plus évidente serait bien sûr de dédoubler chaque fonction pour que celle de secours puisse prendre le relais dès l'apparition d'un défaut. Evidemment, une telle solution n'est pas envisageable dans l'automobile pour des raisons flagrantes de coût. C'est pour cette raison que la stratégie communément adoptée est d'évaluer si tel ou tel système ou fonction requiert vraiment d'être redondante ou si un autre système peut faire office de solution de secours.

Par exemple, l'équipementier allemand Bosch a employé cette approche dans la conception de son système de freinage électrique. En fonctionnement normal, ce système repose sur l'Electronic Stability Program (ESP) afin d'actionner le freinage, alors que la fonction iBooster permet de décupler la puissance de freinage de manière électronique. Bosch affirme qu'utilisés communément, ces deux éléments agissent comme deux systèmes de freinage redondants. De la

même manière, ces fonctions peuvent suppléer le système de direction du véhicule en cas de panne en agissant séparément sur la roue gauche ou droite pour le faire tourner.

Dans cette situation, la perpétuelle évolution des différentes briques technologiques de l'électronique de puissance impose leur prise en considération lors du design des topologies à tolérance de panne. Dans le domaine de l'interconnexion de puissance, le standard WB s'est démocratisé dans les applications basse-tension (BT) / forte-puissance de l'automobile hybride. Son effet fusible (ou « lift-off ») naturel est une propriété très intéressante et bien exploitée d'un point de vue « safety » en cas de court-circuit. Cependant, lorsque cette particularité n'est pas exploitable dans d'autres cas de figure (press-pack, WB enrésiné…), il faut adopter une autre approche afin de parvenir au même niveau de sécurisation et/ou de disponibilité.

C'est d'ailleurs le cas du DLB, apparu récemment dans le panel des briques technologiques des modules de puissance. Le DLB s'avère être prometteur tant d'un point de vue fonctionnel que fiabilité. En effet, son constructeur Mitsubishi annonce des résistances et inductances parasites plus faibles qu'avec du WB classique, ainsi que des performances thermiques statiques et dynamiques plus intéressantes. Ayant très peu de recul sur son comportement en cas de défaut (pas de résultats connus, peu de bibliographie sur ce sujet précis)[1], il nous est apparu intéressant voire opportun d'étudier la compatibilité du DLB enrésiné avec des topologies à tolérance de panne. Ce mémoire s'articulera donc autour de ces aspects-là et plus précisément autour de la question suivante : comment tirer parti d'un défaut, fail-to-short en particulier, et élaborer une stratégie à tolérance de panne exploitant ce même défaut ? Cette philosophie peut, à terme, dispenser certains systèmes d'éléments d'isolement actifs ou passifs et réduire ainsi masse, coût et volume.

Après un volet bibliographique offrant un tour d'horizon des technologies actuelles, on analysera la place qu'occupe le module de puissance dans l'automobile aujourd'hui. Puis nous discuterons de la prise en considération du mode de défaut d'un composant de puissance au sein d'une topologie à tolérance de panne (circuit-ouvert, court-circuit fortement impédant / faiblement impédant, etc.).

La première partie du mémoire, constituée des chapitres 2 et 3, sera dédiée au DLB dans son ensemble, afin de mieux le connaître, de le comparer au standard qu'est le WB pour mieux le critiquer. Quel est son mode de défaut dominant ? Comment se comporte-t-il dans le temps ? L'encapsulant a-t-il un rôle prépondérant dans la nature du défaut ? Est-il le lieu de phénomènes de reformage ? Qu'en est-il de ses performances thermiques (R_{th}/Z_{th}) ? Les réponses à ses premières questions nous permettront alors de répondre à la plus importante : le DLB est-il un bon candidat pour être intégré à des topologies dites « fail-safe » ?

La seconde partie, constituée de l'unique chapitre 4, tentera d'amener des éléments de réponse permettant à un designer d'effectuer des choix de conception. Plus particulièrement lors de la mise au point d'une topologie à tolérance de panne tirant parti du mode de défaut du module de puissance. Que ce soit du WB encapsulé avec du gel de silicone, de la résine époxy ou bien un module DLB enrésiné époxy, on remarque qu'à un mode de défaut peut correspondre une structure fault-tolerant pouvant en tirer profit.

A travers ce mémoire, on cherche à répondre aux questions que se posent ou vont se poser des designers, des ingénieurs, cherchant à exploiter le DLB qui est déjà plus performant que le WB standard. Pour ce faire, les études réalisées ont permis d'étudier le DLB dans sa globalité, sur différents aspects, ainsi que son impact dans le système auquel il appartient. En cela, le laboratoire du LAPLACE est très bien placé pour traiter des problématiques pluridisciplinaires telles que

[1] Au début de la thèse

celle-ci, de par son savoir-faire dans le domaine des matériaux, de la conversion d'énergie électrique, de la conception de composants de puissance et de la sûreté de fonctionnement, pour ne citer qu'eux.

Enfin, ces travaux de recherche ont bénéficié de moyens exceptionnels grâce au projet ESSENCYELE (moteur ESSENCe injection directe hYbride Electrique abordabLe) dans lequel ils s'inscrivent. Ce projet, accompagné par l'ADEME (Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie), a débuté en juillet 2011 sous la coordination de VALEO, et vise l'association d'un moteur thermique essence à haut rendement et d'une chaîne de traction électrique de type mild-hybrid basse tension, grâce à une approche innovante et globale du système GMP. L'objectif est de réduire de 25% la consommation de carburant, tout en utilisant des technologies abordables. ESSENCYELE ambitionne également la mise sur le marché à l'horizon 2017-2020 de composants développés dans le cadre du projet (technologie 100% françaises), offrant de nouvelles fonctionnalités pour un coût modéré. La gamme de l'offre permettra d'intégrer ces composants sur les nouveaux véhicules du parc européen, tous segments confondus. Par ailleurs, les avancées technologiques du projet permettront à chaque partenaire, industriel (VALEO, PSA Peugeot Citroën, Hutchinson, GKN) et académique (IFP Energies nouvelles, SATIE, L2EP, CORIA, LAPLACE, TEMPO, UTC), d'accroître son expertise dans le domaine hybride essence.

Chapitre 1

ETAT DE L'ART DES MODULES DE PUISSANCE ET DE LEURS MODES DE DEFAILLANCE

1.1 Introduction au domaine de l'hybridation électrique des véhicules routiers

Depuis quelques années, la sauvegarde de la planète, ou plus généralement l'environnement, est au cœur des préoccupations sociétales et politiques à l'image de la COP21 qui a eu lieu fin 2015 au Bourget en France. Cette Conférence des Parties (COP) a réuni pas moins de 196 Etats (195 auxquels s'ajoute l'UE, représentant ses 28 membres) autour des différentes problématiques liées au climat, telles que la limitation des émissions de gaz à effet de serre (GES) et donc le réchauffement climatique, la biodiversité, l'écosystème, les énergies renouvelables, les changements climatiques, etc. [1].

Le Groupe d'experts Intergouvernemental sur l'Evolution du Climat (GIEC) a déposé en 2014 un bilan alarmant faisant état de l'évolution de la température globale de la surface de la planète entre 0,3 et 4,8°C d'ici 2100 [2] [3]. Ce phénomène a, et aura, des répercussions catastrophiques à l'échelle de la planète, comme la fonte des glaciers et la montée du niveau moyen des mers et océans. C'est donc alertées par ces résultats pessimistes que les Parties se sont rassemblées et se sont fixé certains objectifs contraignants à respecter, afin de limiter autant que possible les répercussions de l'Homme sur le climat. Ainsi, la part des GES au sein de l'UE devra être réduite de 40% d'ici 2030, comparativement aux émissions constatées en 1990. L'objectif principal est d'atteindre 40% à 70% de diminution des GES à l'horizon 2050 pour une deuxième partie du 21e siècle décarbonée ou presque, et ne pas dépasser les +2°C de température moyenne à la surface du globe [4].

Ces contraintes concernent directement les secteurs les plus producteurs de GES (hors UTCF ou Utilisation des Terres, leur Changement et la Forêt) dont voici la répartition au sein de l'UE en 2014 :

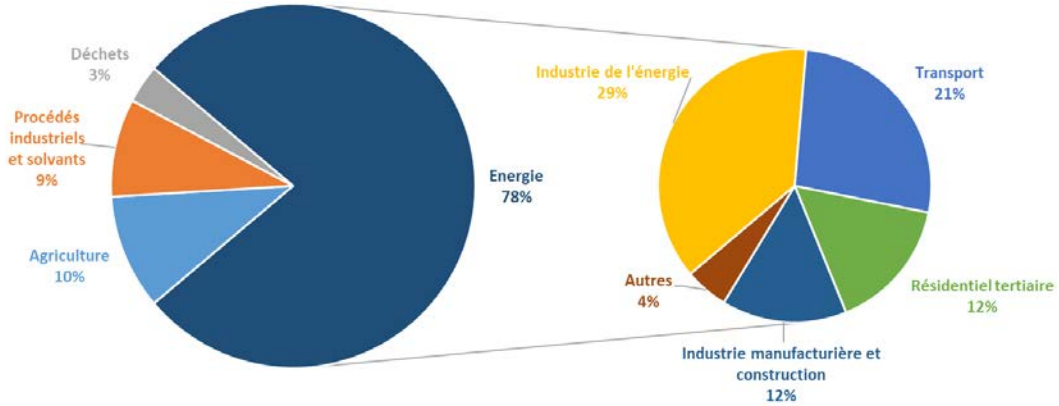


Fig. 1-1 Représentation graphique de la répartition par source des émissions de GES dans l'UE en 2014 [5]

Il en ressort clairement que dans les secteurs de l'énergie, celui des transports arrive en seconde place au niveau européen (voire premier pour la France) et ce, malgré les normes drastiques d'anti-pollution ou normes Euro qui entrent en vigueur régulièrement. Ces normes, appelées aussi Euro 4, 5 et aujourd'hui 6, imposent des plafonds d'émission moyens (calculés sur une flotte entière) à ne pas dépasser dans le monoxyde de carbone (CO), les oxydes d'azote (NOx), les hydrocarbures (HC) et les particules fines (moteurs Diesel) [6]. Le CO_2 - le plus important des GES - n'étant pas pris en compte dans ces normes, le Parlement Européen a voté une réforme en février 2014 imposant un objectif de 95g/km de CO_2 en Europe à ne pas dépasser d'ici 2020 (valeur toujours moyennée sur la flotte du constructeur). D'où l'intérêt constant, pour ne pas dire l'obligation, de considérer l'électrification de la propulsion automobile, son hybridation et même la conduite autonome.

1.2 Hybridation de la propulsion automobile

Le terme hybride tire son origine du latin « hybrida » qui peut être traduit par « composé de deux éléments de natures différentes ». Dans la sphère automobile, ce terme signifie que les véhicules sont équipés de deux types de motorisation, font appel à deux types d'énergie et abritent deux accumulateurs d'énergie. Les véhicules hybrides commercialisés intègrent un moteur thermique fournissant l'énergie principale nécessaire au déplacement du véhicule et un ou plusieurs moteur(s) électrique(s) auxiliaire(s) permettant d'optimiser son fonctionnement.

Il est possible de distinguer quatre familles de motorisation pour les véhicules hybrides, lesquelles sont classées en fonction de la puissance du moteur électrique utilisé :

- Micro-hybrid ;
- Mild-hybrid ;
- Full-hybrid ;
- Plug-in-hybrid.

Le tableau Tab. 1-1 ci-dessous illustre les caractéristiques propres à ces trois différentes familles, tandis que le suivant (Tab. 1-2) montre une classification des fonctions spécifiques aux véhicules hybrides/électriques et les familles de transistors de puissance majoritairement employées pour l'électronique de puissance associée :

Famille	Puissance du moteur électrique	Plage de tension	Fonctions possibles	Economie de carburant
Micro-Hybrid	2 – 3 kW	12V	Start/Stop	< 10%
Mild-Hybrid	10 – 15 kW	42V – 150V	Start/Stop KERS*/Boost	< 20%
Full-Hybrid	15kW – 165kW	> 300V	Start/Stop KERS/Boost ZEV*	> 20%
Plug-in-Hybrid	15kW – 135kW	300V - 650V	Start/Stop KERS/Boost ZEV REx*	> 20%

** KERS : Kinetic Energy Recovery System ou Système de récupération d'énergie au freinage ; ZEV : Zero Emission Vehicle ou Mode tout électrique ; REx : Range Extender ou Extension d'autonomie électrique [7]*

Tab. 1-1 Caractéristiques techniques des différentes catégories de véhicules hybrides

Systèmes	Micro-Hybrid	Mild-Hybrid	Full-Hybrid	Plug-in Hybrid	Electric Car
Stop-Start	MOSFET 1,5 à 10kW				
Hacheur DC/DC (BT/HT)		MOSFET - 1,5 à 3kW			
Onduleur DC/AC		MOSFET 1,5 à 3kW	IGBT - 1,5 à 3kW		
Générateur (Hybride série)			IGBT - 1,5 à 3kW		
Chargeur de batterie				MOSFET - 1,5 à 3kW IGBT - 10 à 20kW	

Tab. 1-2 Niveaux de puissance et organes dans les véhicules hybrides [8]

A titre d'exemple, voici les puissances et niveaux de tension embarqués dans les véhicules les plus célèbres du marché :

- Audi A3 e-tron (Plug-in Hybrid) avec : un moteur électrique de 75kW, une batterie haute tension (HT) d'une tension variant entre 280V et 390V, un onduleur de puissance DC/AC avec $266V_{nom}/189V_{eff}$ pour un courant permanent de $240A_{eff}$ ($395A_{eff\ crête}$), ainsi qu'un DC/DC isolé convertissant les 350V continu en 12V continu [9] [10] ;

- Chevrolet Volt (Plug-in Hybrid) avec : un moteur électrique principal de 111kW (traction) et un second de 55kW (REx) couplés via le train épicycloïdal, une batterie HT Li-ion de 18,4kWh produisant une tension d'environ 360V et des niveaux de courant avoisinant les $325A_{eff}$;

- Opel Ampera est aussi un véhicule hybride à prolongateur d'autonomie avec des caractéristiques similaires à la Volt : un moteur électrique de traction de 111kW et un moteur électrique secondaire de 54kW, une batterie Li-ion de 360V et 16kWh d'énergie [11] ;

- Lexus LS600h (Plug-in Hybrid) avec : un moteur électrique de 221kW pour la traction et une génératrice (tous deux sous 650V DC), une batterie HT Ni-Mh de 288V continu d'une puissance de 36,5kW et d'une capacité de 6,5Ah [12] ;

- Véhicule le plus répandu actuellement, la Toyota Prius, Plug-in Hybrid par excellence, est dotée d'un moteur électrique principal de traction (MG1) d'une puissance crête de 60kW sous 650V DC, d'une machine électrique secondaire fonctionnant en alternateur (MG2) et d'un pack batterie, Ni-Mh ou Li-ion en fonction des modèles, d'une tension nominale d'environ 207V, augmentée à 650V par un étage élévateur DC/DC, et d'une énergie nominale de 4,4kWh [7]. Un dévolteur DC/DC isolé permet aussi la recharge et le secours du bus 12V avec sa traditionnelle batterie Plomb/Acide.

La tendance actuelle de la tension de la batterie HT est donc clairement d'environ 400V avec seulement deux concept-car à 800V, futures rivales de la Tesla Model S : la Porsche « Mission e » et la Mercedes « AVL Coup-e 800 ».

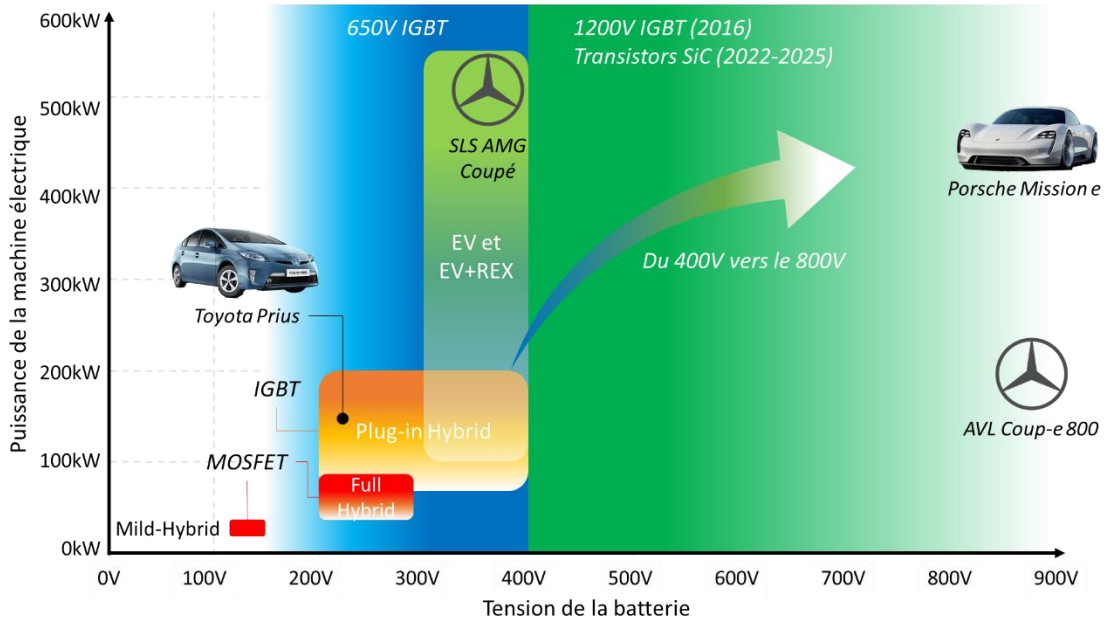


Fig. 1-2 Evolution des tensions des batteries embarquées et la technologie de puce employée [8]

Ci-dessous, les grandes catégories d'agencement des différents organes d'un véhicule hybride :

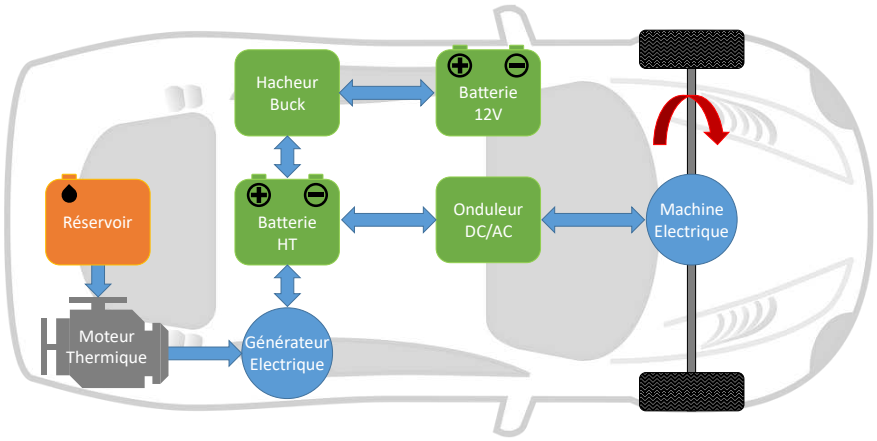


Fig. 1-3 Architecture Hybride-Série [7]

Architecture Hybride-Série : Dans ce cas de figure, le moteur électrique entraîne directement le véhicule et le moteur thermique une génératrice pour recharger les batteries. Le moteur thermique n'étant pas couplé aux roues, les pertes mécaniques sont réduites, et son point de fonctionnement peut alors être optimisé en agissant sur son régime pour ainsi obtenir une meilleure consommation spécifique. Des batteries d'accumulateurs ou des super-condensateurs permettent de stocker l'énergie durant les phases de freinage et/ou de descente pour permettre la conduite « toute électrique ». Les camionnettes VTrux de Via Motors ainsi que la Chevrolet Volt, l'Audi A4 1.8 TFSI ou encore l'Opel Ampera, s'appuient toutes sur ce mode de fonctionnement.

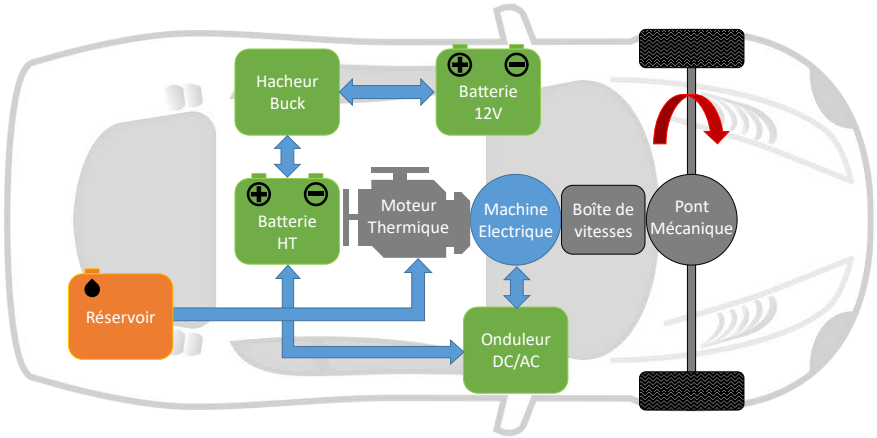


Fig. 1-4 Architecture Hybride-Parallèle [7]

Architecture Hybride-Parallèle : Les moteurs électrique et thermique assurent tous les deux la rotation des roues ; en revanche, c'est le moteur électrique qui recharge la batterie. Un hybride parallèle se compose d'un moteur thermique, d'un moteur électrique, d'une batterie, d'un onduleur et d'une transmission. Le moteur électrique est alimenté cette fois par la batterie et non pas par le moteur thermique, et fonctionne également en tant que générateur pour recharger la batterie. La présence d'une génératrice permet de découpler les fonctionnements et autorise le moteur électrique à pouvoir fonctionner en même temps que le moteur thermique pour lui imposer un point de fonctionnement optimal. On peut citer dans cette catégorie la Honda Insight et la Lexus RX 450h 4WD.

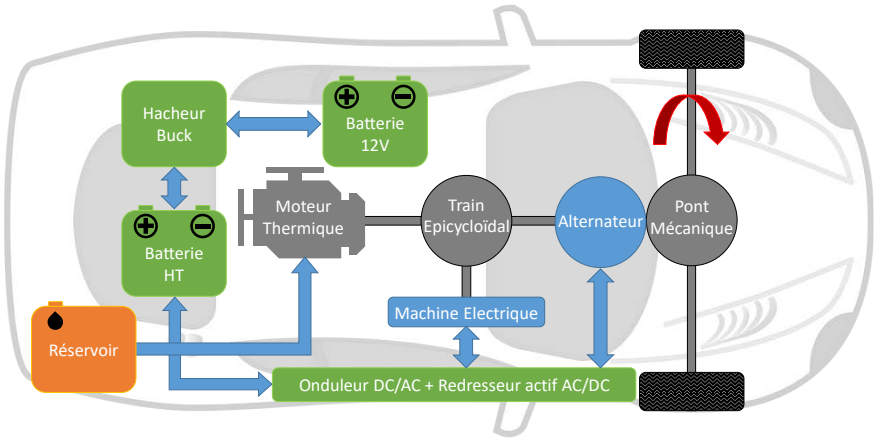


Fig. 1-5 Architecture Hybride Série-Parallèle [7]

Architecture Hybride Série-Parallèle : Combinaison complexe des deux solutions précédentes, les mouvements des moteurs thermique et électriques sont combinés de manière plus élaborée avec un train épicycloïdal, sorte de coupleur mécanique, qui permet des vitesses de rotation différentes pour les moteurs, tout en additionnant leurs couples. Par exemple les Toyota Prius, Yaris HSD et Auris HSD, Nissan Altima Hybrid, Lexus Rx400h, GS450h, LS600h utilisent des variantes de ce principe (système Hybrid Synergy Drive).

1.3 Les solutions proposées dans le domaine de l'hybridation du GMP : Micro- et Mild-Hybrid

Depuis de nombreuses années, c'est dans ces domaines que le groupe français VALEO s'illustre et tient sa place de premier équipementier automobile français. Les équipes de recherche et développement de VALEO travaillent à la mise au point d'une gamme complète de solutions d'électrification des motorisations facilement implémentables sur une large gamme de véhicules car demandant peu de modifications sur le groupe moto-propulseur (ou GMP). Les systèmes proposés se basent tous sur une machine électrique de type synchrone à rotor bobiné pour des besoins de défluxage et non intégrée car liée à la transmission par une seule liaison poulie-courroie à la place de l'alternateur initial, sous différentes variantes dont la plus maîtrisée chez VALEO reste la machine à griffes. Ces solutions sont appelées alterno-démarreurs car, contrairement aux démarreurs classiques dits renforcés pour des besoins de redémarrage fréquents, ces machines électriques sont couplées à une électronique de puissance active embarquée permettant les deux modes de fonctionnement : a) moteur pour les phases de redémarrage à chaud du moteur thermique et b) générateur pour les phases de freinage électrique et de recharge de la batterie Li-ion sur le bus onduleur. Le démarreur standard reste présent et permet le premier démarrage à froid du moteur thermique. Un convertisseur DC/DC permet, quant à lui, la recharge de la batterie standard 12V à partir de la batterie Li-ion de l'onduleur.

La philosophie appliquée par VALEO met en avant deux principes majeurs :

- Proposer des solutions innovantes et adaptatives à un panel de véhicules aussi large que possible ;
- Optimiser au maximum les gains en consommation apportés par les organes VALEO ainsi que leur fonction principale.

Dans le tableau Tab. 1-3 ci-dessous, qui récapitule les systèmes développés depuis 2009 jusqu'à aujourd'hui, la solution qui nous intéresse dans le cadre de la thèse est tout particulièrement la machine de type i-BSG :

	Re-Start renforcé 1ère Gén.	Re-Start renforcé 2ème Gén.	StARS 1ère Gén.	i-StARS	i-StARS+	i-StARS + X	i-BSG
Tension nominale	12V					12V – 28V	48V
Stockage	Batterie AGM	Batterie AGM	Batterie AGM	Batterie Pb et Supercondensateurs (5V) ou hacheur DC/DC		Batterie Pb et Superconden sateurs (28V)	Batterie Li-ion
P_{mot}, C_{mot}	2,2kW, 40Nm	2,2kW, 40Nm	1,5kW, 50Nm	1,5kW, 56Nm	2,7kW, 75Nm	4kW, 80Nm	12kW
P_{gen}	-	-	~2,5kW	2,2kW	~3kW	6kW	12kW
Véhicules concernés	Economique et moyenne inférieure	Moyenne supérieure et luxe	Economique et moyenne inférieure		Moyenne supérieure et luxe		
Fonctions	Stop-Start		Stop-Start et mode générateur électrique			Stop-Start, Boost, Récupération d'énergie et générateur électrique	
Mise sur le marché	2009	2014	2004	2010	2011	Prototype ?	2015-2016

Tab. 1-3 Solutions développées par VALEO [7]

De plus, les équipes de R&D de VALEO ont effectué un travail conséquent sur l'aspect mécatronique de leurs systèmes embarqués au fil des années. En effet, leur toute première génération StARS (Starter Alternator Reversible System) était alors composée d'une machine

électrique connectée par trois câbles électriques de phase à son onduleur de puissance, en mode pleine onde 120°, qui était donc déporté ainsi que son ECU (Electronic Control Unit) pour la commande du système complet. Cette première solution était pratique car facile à mettre en série rapidement et à un coût compétitif sur des volumes de production limités. Néanmoins, ce n'était pas suffisant pour les attentes d'une production de masse en automobile et c'est ainsi qu'est né i-StARS (« i » pour integrated). Cette évolution de StARS est plus intégrée, encore plus facile à implémenter, aussi fiable qu'un alternateur classique, plus standardisée et comporte moins de pièces. Afin de parvenir à ce résultat, c'est toute l'électronique de puissance et son unité de contrôle qui ont été complètement intégrées à la machine électrique elle-même fonctionnant cette fois en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI). Cette encapsulation apporte avec elle de nouvelles contraintes, en particulier des conditions de fonctionnement extrêmes pour les composants électroniques. En effet, sous le capot, l'air ambiant peut varier de -40°C à +135°C, le liquide de refroidissement de -40°C à +105°C et la température de jonction des transistors de -40°C à +175°C [13]. C'est pourquoi VALEO a développé en interne de nouvelles méthodes et de nouveaux outils pour l'assemblage de ces composants, les soudures des connectiques BT et très fort courant et même les ASICs (technologie IML ou Insulated Molded Leadframe) comme le montre la Fig. 1-6.

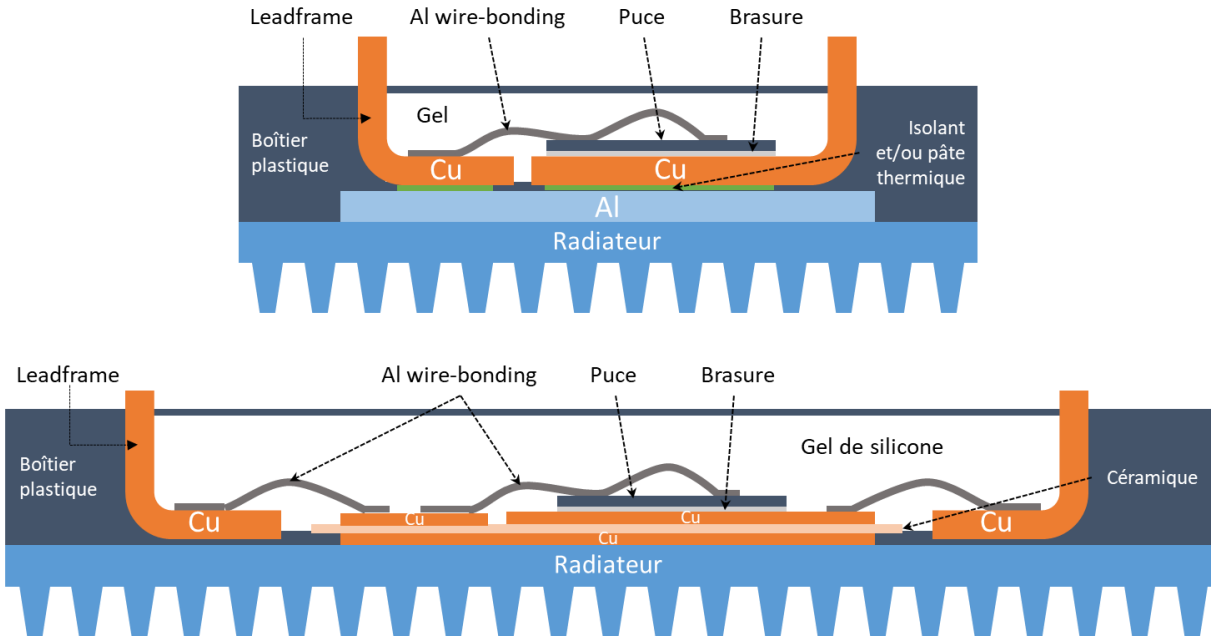


Fig. 1-6 Exemple d'assemblage IML (haut) et DBC ou Direct Bond Copper (bas) de VALEO

La technologie IML a été développée pour la BT 12V/48V et la faible puissance. L'isolation de fond de boitier est assurée par une pâte chargée de billes de verre. Le DBC est nettement plus coûteux et permet une isolation pour des tensions bien plus élevées. Les puces de puissance sont isolées par un encapsulant de type gel visqueux silicone pour éviter de contraindre les puces par la dilatation du gel.

Plus récemment, une solution cible les applications Mild-Hybrid nécessitant des puissances plus importantes mais avec un surcoût contenu pour atteindre des gains de consommations supplémentaires de 15 à 20%. C'est la solution i-BSG présentée dans la dernière colonne du Tab. 1-3.



Fig. 1-7 Integrated Belt Starter Generator (i-BSG) de VALEO

L'architecture électrotechnique originale de l'i-BSG est basée sur deux onduleurs triphasés connectés à une machine synchrone double triphasée à excitation rotorique, là encore pour des besoins de défluxage en régime de survitesse ou d'anomalie de fonctionnement d'un onduleur, problématique au cœur de nos travaux de thèse. Elle permet au moteur-générateur de délivrer une puissance élevée (jusqu'à 12kW) dans un volume comparable à un démarreur classique. La spécificité de cette technologie est de délivrer un couple élevé dès le démarrage, ce qui compense la puissance limitée des petits moteurs thermiques (Downsizing) lors de l'accélération à bas régime et rend la conduite plus économique et plus douce.

Outre le surplus de couple à basse vitesse et un rapport poids/puissance important, la topologie double triphasée présente aussi un intérêt en termes d'optimisation de l'électronique de puissance, notamment sur le design des interrupteurs de puissance, par rapport à une machine triphasée traditionnelle. Pour une caractéristique de puissance et couple donnée, l'augmentation du nombre de phases réduit le courant qui passe dans celles-ci d'un facteur deux. Cette topologie permet aussi d'éviter la mise en parallèle massive et directe des puces, associé à un derating en courant important pour tenir compte d'un déséquilibre (dispersion des puces et dissymétrie résiduelle du câblage). Le silicium installé est donc bien mieux utilisé lorsque celui-ci est distribué sur des bras en parallèle et régulé individuellement. La présence de deux onduleurs offre une certaine redondance et la possibilité d'un mode secours à puissance réduite de moitié sur défaut interne d'un des onduleurs. Cette caractéristique sera développée au chapitre 4 de cette thèse.

Pour autant, le courant qui traverse les bras des deux onduleurs du système reste encore très élevé compte tenu des puissances transitoires importantes et de la BT 48V mises en jeu. Lors d'un démarrage, le courant par phase dans l'i-BSG peut atteindre les 250Arms, 150Arms dans les modes impulsionnels comme le boost ou le freinage récupératif, et 80Arms en continu. Ces courants seraient donc doublés pour une machine triphasée à simple enroulement présentant les mêmes caractéristiques.

Tout comme le passage de StARS à i-StARS, ces forts courants amènent plusieurs contraintes dans le design de l'onduleur et de ses interrupteurs :

- La parallélisation d'au moins deux puces MOSFET,
- La connexion renforcée de ces puces au module de puissance (bondings en grand nombre ou rubans multiples).

En effet, dans les cas où le courant est tel qu'une seule puce ne permet pas d'assurer son passage, la mise en parallèle de plusieurs puces est la solution pour diminuer la densité de courant dans le silicium et obtenir des pertes acceptables pour une technologie de refroidissement donnée. Ce problème se pose aussi dans les connexions et les métallisations de la puce au module de puissance.

1.4 Le module de puissance en automobile

1.4.1 Définition du module de puissance de manière générale

Non seulement en automobile mais dans bien d'autres applications BT et fort-courant, les contraintes imposées par les semi-conducteurs de puissance sont non seulement issues de leur structure (majoritairement) verticale mais aussi au mode de fonctionnement dans lequel ils opèrent [14]. Sur ce point précis, l'automobile est un domaine contraignant du fait de ses nombreux cycles thermiques répétitifs (stop/start, marche/arrêt, boost/récupération d'énergie au freinage) et vibratoires, son confinement thermique sous capot avec des températures ambiantes pouvant être initialement basses puis relativement élevées en fonctionnement (de l'ordre de 70°C) et de la variation périodique des pertes par effet Joule dans les composants [15] donnant lieu à la combinaison de cycles thermiques passifs et actifs.

De fait, bien que la fonction principale d'un interrupteur de puissance soit assurée par la puce semi-conductrice seule, le packaging - ou l'art de concevoir l'enveloppe de la puce active - est indispensable afin d'assurer à la fois [16] :

- Une bonne connexion électrique, afin de réaliser la meilleure connectique possible entre la puce (inaccessible) et les électrodes extérieures (pattes ou cosses à visser ou brider), tout en minimisant les effets parasites, tels que la résistance de contact ou encore l'inductance parasite. L'usage de puces larges et à métallisation épaisse, de rubans ou d'une connexion de type DLB permet d'y contribuer ;

- Une bonne isolation électrique interne (entre les différents potentiels et électrodes de puissance) et externe (entre le boîtier et son système de refroidissement par exemple), la protection contre l'humidité et le risque de corrosion, la poussière : c'est le rôle de l'encapsulant qui peut être de résine époxy ou en gel de silicone ;

- Une bonne tenue mécanique aux chocs et projections externes au module. Cette fonction est généralement assurée par un boîtier plastique (la céramique ou le métal restant trop coûteux pour l'automobile) qui permet notamment la fixation au système de refroidissement ;

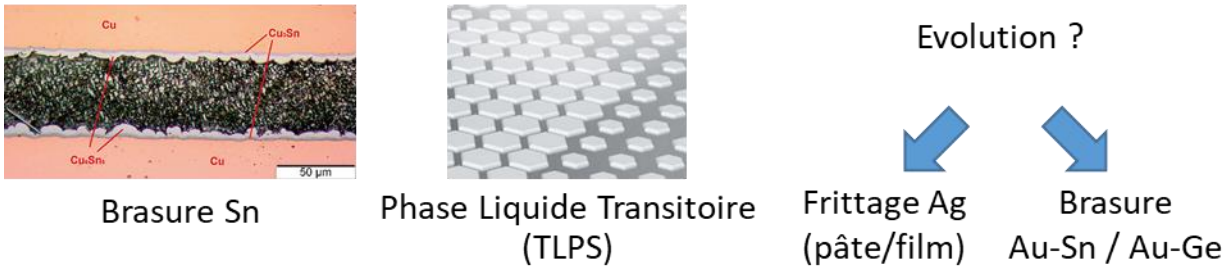
- Une bonne gestion thermique. En effet, le contrôle de la température de jonction des puces est primordial car, si son seuil maximum est atteint, cela peut engendrer une dérive importante des caractéristiques, des courants de fuite importants et des pertes élevées, sources d'emballement thermique et de défaillance. La puce est le lieu d'importants échauffements causés majoritairement par les pertes en conduction dans le domaine automobile où les fréquences de découpage sont faibles (à partir de 20kHz), d'autant plus que les densités de puissance sont toujours de plus en plus élevées pour des raisons de compacité. C'est pourquoi lors du packaging du module de puissance, il est crucial d'optimiser le chemin d'évacuation de cette chaleur vers la ou les paroi(s) en contact avec le système de refroidissement (minimisation de la R_{th}/Z_{th}).

1.4.2 Eléments constitutifs d'un module de puissance

Les différents éléments constitutifs d'un module en électronique de puissance pour application standard automobile sont visibles sur la Fig. 1-6 (haut). Rappelons rapidement le rôle que joue chaque sous-partie de l'assemblage et leurs évolutions technologiques :

- *La puce :* composant actif majoritairement en silicium (Si) aujourd'hui dans l'automobile, sans oublier les composants à carbure de silicium (SiC) qui arrivent sur le marché au niveau des diodes avec Toyota notamment [17] [18], MOSFET à grille planaire en BT, IGBT et diodes Si/SiC en HT. Les composants GaN latéraux moyenne tension (MT) sont envisagés pour leur faible résistance spécifique à l'état passant - à condition de limiter la température de fonctionnement - et leur coût de fabrication potentiellement plus faible par rapport au MOSFET SiC. Le critère de choix de la puce repose donc en premier lieu sur sa faible résistance spécifique, sa capacité à la tenue en surcharge de courant et à la tenue aux cycles thermiques de sa métallisation de surface et de sa brasure en face arrière. La normalisation dans ce domaine évolue vers des puces dotées de cellules miroir de courant et d'une diode capteur thermique en surface, pour des besoins de protections thermique et électrique.

- *Les brasures :* attaches permettant d'interfacer électriquement et thermiquement la puce au substrat et thermiquement le substrat à la semelle (dans les assemblages standards). Les alliages les plus utilisés sont les SAC ; les joints obtenus par frittage de poudre d'argent - comme cela tend à apparaître dans l'industrie - ne semblent pas encore compatibles avec les marchés de grand volume comme l'automobile. Cette dernière technologie permettrait une meilleure tenue à la température et aux cycles thermiques.



** TLPS = Transient Liquid Phase Sintering*

Fig. 1-8 Exemples de types de brasure et évolutions potentielles [19] [20]

- *La connectique interne :* toujours considéré comme le standard dans sa catégorie, le fil de bonding permet le passage du courant à travers une faible résistance. Il existe en version standard Al ou de manière colaminée Al-Cu - le cuivre étant le métal de l'âme centrale, voire encore en Cu. Si les courants sont forts, il est possible d'en connecter plusieurs en parallèle avec un diamètre plus important (jusqu'à 500µm). Il existe aussi son homologue le ruban, également en version Al ou colaminée Al-Cu, ou encore le clip cuivre ou DLB qui est une solution développée par Mitsubishi et dont nous allons grandement parler dans ce mémoire. Trois critères sont primordiaux pour l'automobile : le faible coût "matière" et de réalisation des interconnexions, le niveau de productivité (rapidité de réalisation à moindre coût) et la tenue aux cycles thermiques et sur forte surcharge. De ce point de vue, les fils de bonding sont les moins bien placés, la connexion de type DLB semble à l'inverse prometteuse.

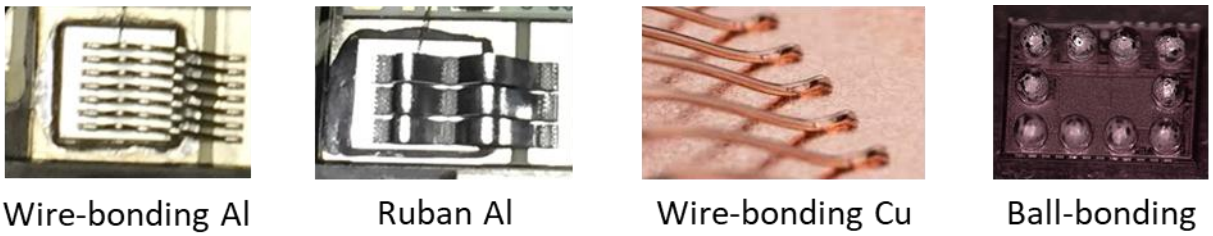


Fig. 1-9 Exemples et illustrations de connexions internes, en Al ou colaminées Al-Cu [21] [22]

- *La connectique externe :* relie les métallisations du substrat avec l'environnement externe (terminaux électriques, cosses, pattes…) et parfois même entre substrats pour les modules de puissance les plus imposants. La brasure de la connectique externe sur le substrat doit tenir les cycles thermiques, les contraintes mécaniques et vibratoires.

- *Le substrat :* il assure l'interconnexion des composants entre eux, leur tenue mécanique ainsi que leur isolation électrique. Pour les fortes puissances, la technologie IML (économique mais réservée à la basse tension) et les matériaux céramiques comme Al_2O_3, l'AlN en version cuivrée DBC et plus rarement aluminium DAB (ou Direct Aluminium Bonded) (Mitsubishi) et le Si_3N_4 en version AMB (ou Active Metal Brazing) cuivre épais (plus cher et réservé à la haute tension et aux forts cyclages), sont les plus employés en présentant des compromis différents en termes de performances thermiques, mécaniques et de coûts. Le substrat doit tenir les chocs thermiques, ne pas casser lors du serrage du module et ne pas être le siège d'une délamination avec les feuillards métalliques.

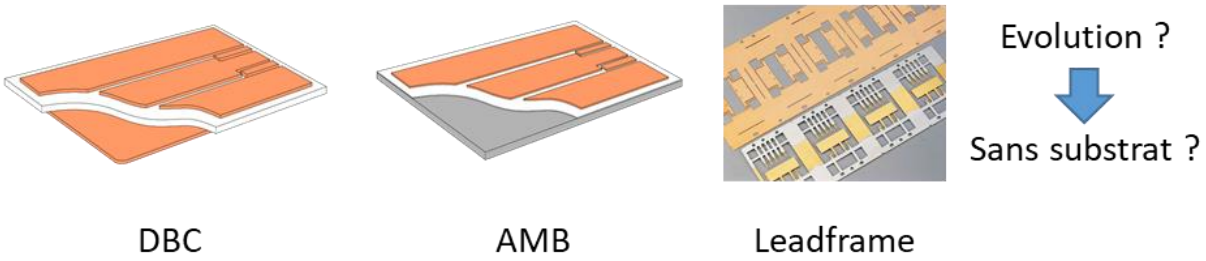


Fig. 1-10 Exemple de technologies de substrat (DBC, DAB, AMB) [23] [24]

- *La semelle :* à l'interface avec le refroidisseur (externe dans la plupart des cas, parfois intégré au module et son circuit fluidique), elle a pour rôle d'assurer une bonne évacuation de la chaleur et une bonne liaison mécanique (planéité, rugosité…). Ainsi, les matériaux métalliques ou matériaux polymères composites fortement métalliques, sont tous désignés pour remplir cette fonction (cuivre, aluminium…). La plupart est isolée électriquement, d'autres non (modules VALEO où la semelle est à la masse).

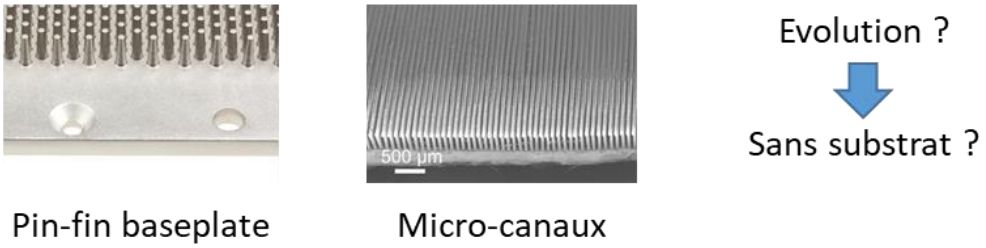


Fig. 1-11 Illustrations de deux types de semelle [25] [26]

- *L'encapsulant :* a pour rôle d'isoler l'assemblage de son environnement en découvrant uniquement l'interface d'échanges thermiques ainsi que les terminaux électriques (commande et puissance). Il doit notamment supporter les températures de fonctionnement élevées de la puce, être chimiquement compatible, avoir une tenue élevée en tension et transmettre le moins de contraintes thermomécaniques possible à l'assemblage. A l'inverse, il ne doit pas absorber d'humidité sous peine de perdre sa capacité de tenue en tension. L'encapsulant le plus répandu et répondant à ces critères est le gel de silicone (solution employée par VALEO pour les modules i-StARS et i-BSG). La résine époxy chargée en silice et alumine est très utilisée par les concurrents japonais sous différents procédés de moulage et surmoulage formant du même coup le boîtier-encapsulant. Le dosage dans la proportion de silice permet de limiter les contraintes thermomécaniques sur le substrat et la puce, voire d'améliorer la tenue aux cycles selon certaines études et certains auteurs. Cet encapsulant permet aussi de renforcer l'attache des fils lors d'un court-circuit. La température maximum d'utilisation de la résine - typiquement 200°C - et le risque de fissure, sont des points également très importants à caractériser. Plus récemment, Mitsubishi a introduit une résine liquide, moins contraignante sur le plan thermomécanique pour les puces, contenue dans un boîtier lui-même en époxy réalisé spécifiquement.

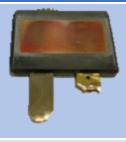
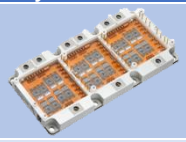


Fig. 1-12 Exemples d'encapsulants utilisés dans l'industrie et évolutions potentielles [27]

1.4.3 Tendances actuelles en électronique de puissance dans le domaine automobile

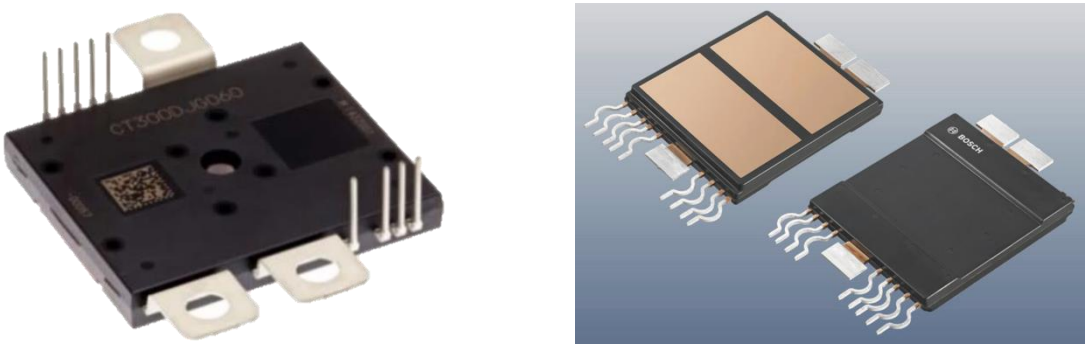
Actuellement, le module de puissance sur semelle (« baseplate ») pour applications industrielles représente entre 70 et 80% [28] du marché, ce qui lui laisse toujours une place de standard. L'assemblage le plus répandu est clairement le DBC. Cependant, il reste coûteux et complexe à réaliser à l'échelle de la série automobile et, comme nous avons commencé à l'évoquer, les technologies évoluent et tendent à se décliner par secteurs d'applications en relation avec les contraintes environnementales et d'usage.

Dans un futur proche, les composants Grand-Gap et le MOSFET SiC en particulier pourraient s'imposer et remplacer les MOSFET et IGBT silicium dans les véhicules hybrides et électriques, comme c'est le cas actuellement au Japon dans le domaine ferroviaire. En ce qui concerne le packaging des modules de puissance dans le milieu automobile, les modules surmoulés apparaissent comme étant la solution vouée à être généralisée et ce, pour plusieurs raisons.

Modules	Toyota LS600	Toyota Prius III	Infineon HybridPack 2	Mitsubishi TPM*	Semikron SkiN
					
Spécificité	Refroidissement double-face	Système de refroidissement en contact direct sans semelle	Système de refroidissement intégré	Interconnexion bonding-less et module surmoulé	Contact pressé et sans semelle
Avantages	• Connexion planaire double-face • Sans semelle • Refroidissement double-face	• Liaison directe avec le refroidissement • Sans semelle • Sans interface thermique • Bonding Al	• Semelle refroidie en direct • Sans interface thermique • Refroidisseur intégré	• Sans substrat DBC remplacé par un TCIL* • Bras d'onduleur • Direct-Lead-Bonding	• Sans semelle • Contact pressé • Puces frittées (Ag)
Inconvénients	• Assemblage complexe • Mauvaise conductivité thermique dû à l'isolant céramique à rajouter en externe au boîtier et double interface d'échange thermique	• Mauvaise conductivité thermique dû à l'absorbeur d'effort (buffer) • Paramètres électriques parasites importants	• Fabrication des pin fin difficile • Paramètres électriques parasites importants • Intégration difficile du refroidisseur	• Double interface thermique • Mauvaise conductivité thermique dû au TCIL * • Complexité d'assemblage	• Intégrité mécanique problématique • Paramètres électriques parasites importants • Mauvaise uniformité de l'interface thermique

** TPM : Transfer-molded Power Module | TCIL : Thermal Conductive Insulated Layer*

Tab. 1-4 Panel d'assemblage de modules de puissance dans l'automobile hybride/électrique [29]



(a) (b)

Fig. 1-13 Exemples de module de puissance surmoulé époxy-alumine, intégrant un bras d'onduleur à IGBT, diodes et capteurs : module Mitsubishi CT300DJH060 (a) et module BOSCH MH6560C (b)

Ce procédé a d'abord été employé dans l'industrie des véhicules hybrides car relativement bon marché. La propension de ce type de modules de puissance à être refroidi par deux côtés (Double-side cooling) permet de mieux contrôler les variations de température à l'intérieur même du module, pour un volume moindre et à iso-calibre. Ainsi, les impacts thermiques dans les environnements sévères, tels qu'il peut y en avoir sous le capot d'un véhicule hybride et par extension un véhicule électrique, sur la température de jonction sont grandement atténués. Pour ces deux raisons, économique et fonctionnelle (gestion thermique), les modules de puissance surmoulés et à refroidissement double-face sont d'excellents candidats pour être développés et intégrés à des solutions du marché hybride.

1.4.4 De la technologie à la défaillance des modules - Causes typiques dans un onduleur de puissance

La technologie est une composante importante dans le développement de l'électronique de puissance automobile. Sur un autre plan, la sûreté de fonctionnement est également une composante essentielle liée évidemment à la nature même de l'application : système mobile dans un environnement incertain, confiné et occupé par l'Homme, comportant de nombreuses sources d'énergie embarquées. Néanmoins, l'art actuel du domaine de la conversion de puissance nous montre que la gestion des défauts internes aux convertisseurs, comme la mise en place d'une stratégie de repli à puissance même dégradée, est peu ou pas développée aujourd'hui de manière systématique pour des questions de surcoûts et de complexité.

Les systèmes existants de conversion sont donc bien souvent incompatibles avec les exigences des applications "sensibles" connues ou émergentes, avec en particulier l'apparition de normes de sécurité dans le domaine de l'automobile [30] à l'image de ce qui est pratiqué depuis de nombreuses années en aéronautique civile. En termes de sûreté de fonctionnement, l'automobile se caractérise par une fiabilité maîtrisée sur une durée d'usage et un profil de mission définis. La conception est généralement orientée pour permettre la réparabilité et l'interchangeabilité de constituants standardisés, moyennant des opérations de diagnostic et de maintenance. La sécurité électrique est évidemment une contrainte importante de conception, tout défaut devant être limité, confiné et détecté avec un risque minimum d'occasionner un départ de feu ou un dégagement gazeux. Les organes critiques comme les freins et le contrôle de la direction du véhicule ne doivent pas être impactés (i.e. "bloqués") par un défaut électrique, raison pour laquelle dans tout véhicule les systèmes de freinage et de direction possèdent une architecture principale ou redondante de nature mécanique et indépendante des auxiliaires électriques qui viennent les seconder.

Sur le plan électrique, l'onduleur est un convertisseur DC/AC assimilable à une source de tension, à faible impédance interne, qui s'accommode mal d'une situation de court-circuit, qu'elle soit interne à la topologie ou externe au niveau de la charge ou de la source. Les Fig. 1-14 (a), (b) et (c) donnent les principales situations critiques de court-circuit. Dans l'analyse de la criticité des modes de défaut, il est cependant nécessaire de considérer le caractère, soit abaisseur de tension de l'onduleur (transfert DC => AC), soit élévateur de tension de l'onduleur en mode de réversibilité de puissance. Dans ce dernier cas, on parle de redresseur actif (transfert AC => DC) [31].

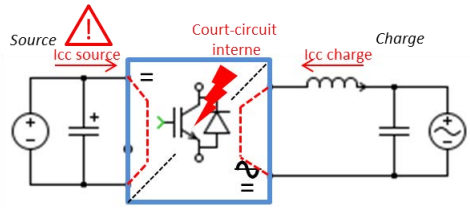
1.4.4.1 **Le défaut à l'échelle de la source et de la charge**

La Fig. 1-14 (a) illustre le cas classique d'un court-circuit interne dans un onduleur. Le cas de figure du défaut côté DC est le plus critique, étant donné la faible impédance interne côté source continue, comparé à la charge côté AC. Ce cas constitue clairement la priorité dans la conception des protections au niveau des puces des drivers de commande rapprochée.

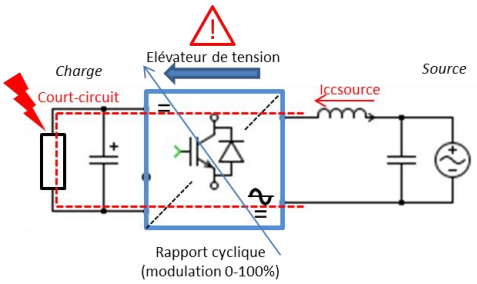
Dans le cas présenté par la Fig. 1-14 (b), l'élévation de tension n'étant plus possible, le courant de court-circuit ne peut être limité, car le courant côté source n'est plus contrôlable à travers les diodes, ce qui a généralement pour conséquence de détruire les diodes du redresseur.

La Fig. 1-14 (c) schématise, quant à elle, la situation inverse où le court-circuit externe se trouve du côté alternatif en mode abaisseur de tension. Ici, deux cas sont possibles : soit le court-circuit se produit en aval de l'inductance de filtrage, celui-ci pourra alors être géré par la limitation en courant du contrôle rapproché de l'onduleur, à condition que les bandes passantes du capteur et du contrôle soient adaptées au di/dt du défaut ; soit un court-circuit « franc » se produit en amont de l'inductance, une issue critique pourra alors mener à la destruction d'un transistor - ou plus - si aucune protection interne n'est prévue.

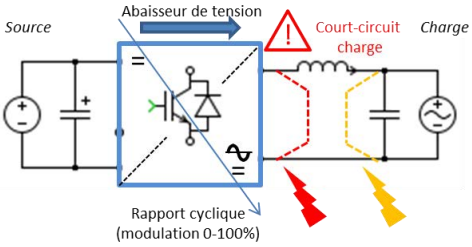
Enfin, la Fig. 1-14 (d) illustre le cas d'un délestage complet côté charge DC d'un redresseur. Si le blocage des interrupteurs n'est pas rapidement effectué, cela peut entraîner une élévation potentiellement destructrice de la tension aux bornes des composants. Au-delà de la problématique de rapidité des boucles de contrôle, l'énergie stockée dans l'inductance aura aussi à être transférée au condensateur côté DC, avec pour conséquence, une élévation de tension minimale suivant une loi en $I_{Source}\sqrt{LC}$.



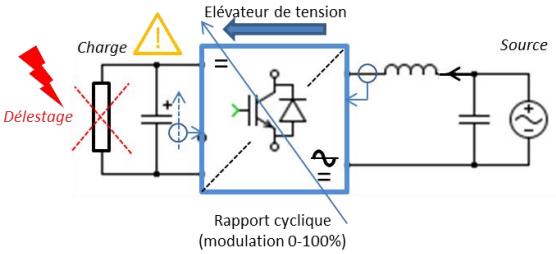
(a) Courts-circuits internes (modes dévolteur ou survolteur)



(b) Court-circuit externe côté bus DC en mode survolteur



(c) Courts-circuits externes en mode dévolteur



(d) Délestage de la charge sur le bus DC en mode survolteur

Fig. 1-14 Modes de court-circuit principaux et délestage d'une topologie onduleur incluant source et charge [31]

1.4.4.2 Formes d'ondes en régime extrême de court-circuit(s) interne(s)

Dans les systèmes de traction, le court-circuit est le défaut le plus récurrent et représente 85% des cas [15]. Ces défaillances sont critiques car elles peuvent se propager à d'autres organes du véhicule, via le bus DC et les phases du moteur. Ceci entraîne une réaction en chaîne susceptible de perturber, voire d'endommager, une fonction principale avec un risque pour l'utilisateur. Une analyse plus locale à l'échelle des cellules de découpage et des composants de puissance s'avère indispensable et complémentaire. Elle est le point de passage obligé pour évaluer les contraintes réelles et établir une stratégie de confinement de défaut et de sécurisation. Les Fig. 1-15 (a) à (d) montrent les situations principales à analyser sous forme de schémas simplifiés mais représentatifs, issues de la littérature abondante sur la question [32].

Ainsi, sur la Fig. 1-15 (a), est représenté un premier cas typique où, suite à une erreur de commande, le bras se retrouve entièrement en court-circuit : le court-circuit de type 1 [33]. En fonction du courant de charge, le transistor voyant le courant le plus fort se sature en courant le premier (T_1 si $I_{ch} > 0$, T_2 si $I_{ch} < 0$). Dans l'expérimentation - cf. Fig. 1-16 (a), ce même transistor est le siège d'un courant de saturation sous la pleine tension du bus, dès que les deux commandes sont présentes. La variation de courant reste néanmoins contrôlable grâce à la tension de grille de l'interrupteur. Sans aucune protection, la contrainte en puissance instantanée très élevée conduit alors à une rapide élévation de température puis à la destruction et à la propagation du défaut au second transistor.

Par opposition au mode de défaut précédant, celui présenté en Fig. 1-15 (b), est particulièrement stressant pour le transistor et son environnement. C'est le court-circuit de type 2 [33]. Cette fois, le défaut n'est pas issu d'un problème de commande mais provient du claquage

d'une diode (D_2) après son passage en avalanche. La Fig. 1-16 (b) présente les formes d'ondes observées lors d'un court-circuit de type 2. L'interrupteur T_1 est passant mais l'impossibilité d'une tenue en tension de la diode D_2 implique un passage en saturation, précédé cette fois par un très fort di/dt limité par la seule inductance de maille du circuit. Ce passage en saturation de T_1 implique aussi un fort dv/dt à ses bornes puisque T_1 était initialement dans sa zone ohmique. Cette perturbation en dv/dt va se propager sur la grille de T_1 à travers la capacité de couplage collecteur-émetteur du transistor. Enfin, la tension de grille augmente très rapidement ainsi que le courant de saturation. Un circuit écrêteur ou un clamp est impératif sur la grille pour éviter la destruction de la grille grandement stressée sous l'effet du dv/dt.

En Fig. 1-15 (c), est représenté un cas usuel de court-circuit externe "rapproché" du côté de la charge. Le composant le plus chaud ou celui ayant la plus faible transconductance (assimilable à son gain) limitera le premier le courant et souffrira de la même contrainte en mode de court-circuit de type 2.

Enfin, la Fig. 1-15 (d) est un autre cas de court-circuit externe rapproché mais par la terre où une impédance inductive, due au câblage, est présente dans la maille défaillante. Le transistor défaillant va se retrouver lentement en saturation étant donné le faible di/dt - cf. Fig. 1-16 (c).

Dans tous ces cas typiques, le blocage de la puce doit alors s'effectuer en présence d'un courant de saturation représentant typiquement 3 à 7 fois le courant nominal. Pour éviter une surtension excessive et un claquage destructeur par avalanche, une résistance de grille plus importante ou même un écrêteur de tension aux bornes du transistor sont les deux solutions les plus communément employées afin de protéger le transistor dans cette phase de blocage d'urgence.

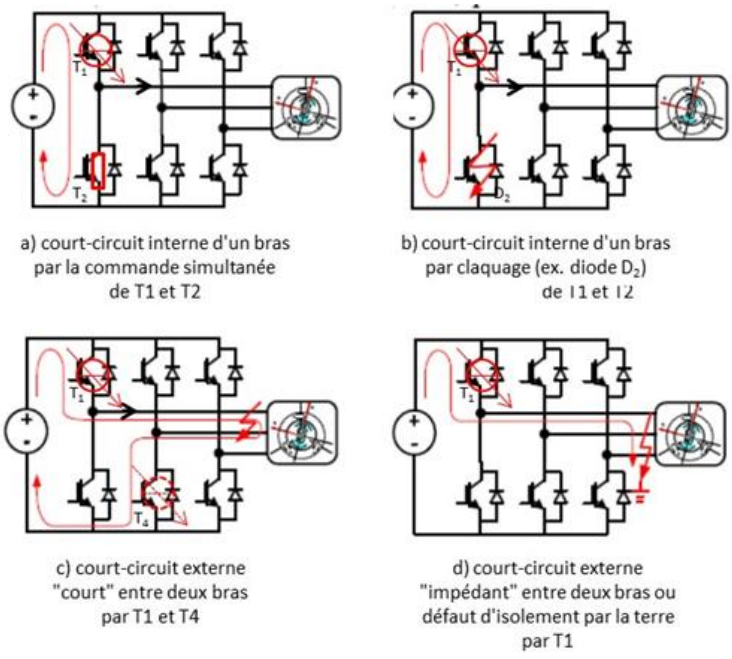


Fig. 1-15 Principaux scénarii de court-circuit interne ou externe "rapproché" d'un onduleur [31]

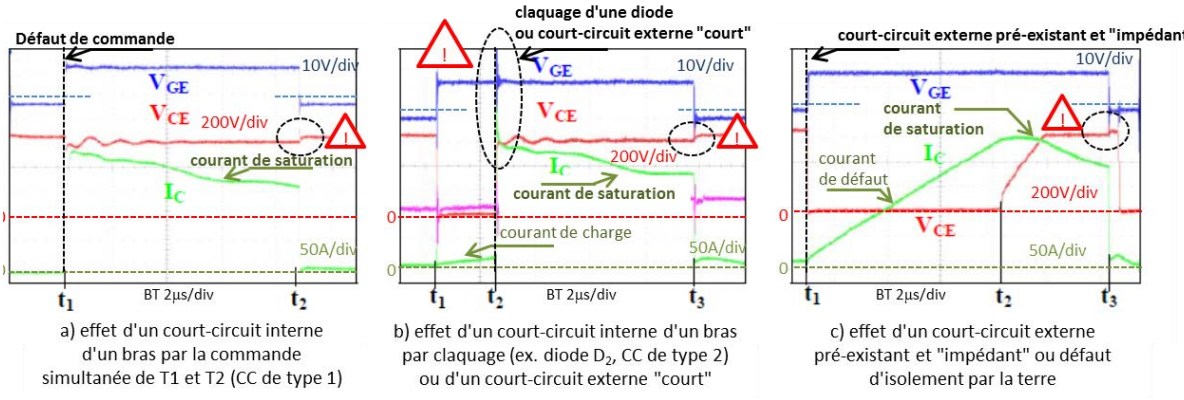


Fig. 1-16 Formes d'ondes expérimentales en régime de saturation sur court-circuit interne ou rapproché [31]

Si le court-circuit interne côté bus DC des Fig. 1-15 (a) et (b) est la situation la plus critique qu'il convient d'analyser en détail, il arrive également, en pratique, qu'aucune protection ne soit présente sur l'onduleur et qu'un défaut soit suffisamment long pour atteindre la destruction d'une première puce. Modes de défaut internes et propagation de défaut vers les sources sont des étapes nécessaires à caractériser, d'autant plus lorsque des avancées technologiques surviennent à différents niveaux de l'assemblage des composants en électronique de puissance. C'est précisément l'un des thèmes principaux introduit ci-dessous, et traité au chapitre suivant autour de la technologie DLB ou clip massif en cuivre, dont le mode de défaut est peu ou mal connu.

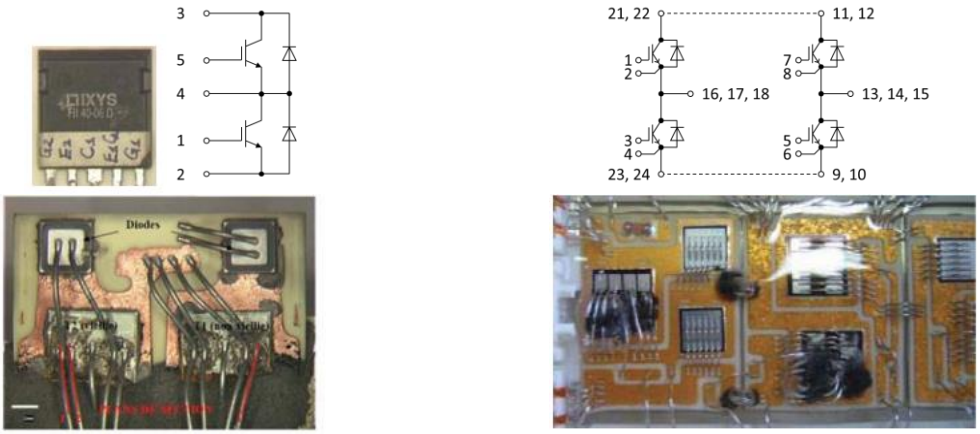
1.5 Evolution de la prise en considération du mode de défaut dans la conception du module de puissance

L'évolution rapide de la technologie, de pair avec le durcissement des normes de sécurité, impose maintenant au concepteur de connaître les modes de défaillance des modules de puissance et d'intégrer ce nouvel aspect comme critère de choix.

1.5.1 Connectique WB

1.5.1.1 Avec gel silicone

Pour intégrer un nombre important de puces, tenir plus de tension et dissiper plus de puissance par le fond de boîtier via une semelle, la technologie module est très couramment utilisée. Comme le rappelle la Fig. 1-17 (b), une couche de gel polymère de type silicone (polydimethylsiloxanes [34] [35] [36]), vient enrober l'ensemble des puces et les WB, afin de renforcer la tenue en tension et protéger l'assemblage de la corrosion et de toutes particules susceptibles de contaminer les matériaux. Les polymères utilisés sont caractérisés par la présence dans leur molécule, en plus de la liaison silicium-carbone, de la liaison silicium-oxygène, thermiquement stable jusqu'à 250°C et source de carbonisation en cas de décharge électrique dans le gel.



(a) (b)

Fig. 1-17 DUT n°1, décapsulation du boîtier surmoulé Ixys 600V-25A @ 90°C (a) ; DUT n°2, ouverture du module à gel silicone Eupec 1200V-50A @ 70°C [37], après destruction des deux puces IGBT et un courant de court-circuit caractérisé par $I^2Tclear = 350A^2.s$ - Energie dissipée = 24J (b) [34]

L'assemblage est contenu dans un boîtier plastique creux assurant le support des broches et la protection mécanique. A la différence du boîtier surmoulé massif vu par la suite, ici les WB sont libres de déformation dans le gel en présence de contraintes électrique et thermique extrêmes. En Fig. 1-17 (b) et Fig. 1-18, on constate que les WB jouent alors le rôle d'un mauvais fusible en se décollant par les pieds (à faible contrainte I^2T) ou par le centre (à forte contrainte I^2T), formant ainsi un milieu carbonisé par la combustion du gel silicone en présence du plasma d'arc. L'expérience montre qu'il s'agit d'un mode de défaut se rapprochant du circuit ouvert, mais que celui-ci reste mal maîtrisé surtout dans le temps, compte tenu des résidus de particules en suspension dans le gel voire de morceaux de fils projetés avec un risque de propagation à d'autres phases du module. Certains fabricants proposent à cet effet des « slots », sorte de compartiments entre les puces, de manière à confiner la projection de métal et de fils.

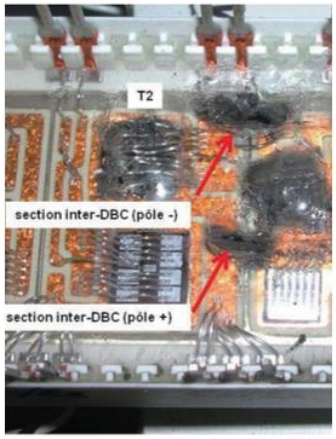


Fig. 1-18 Exemple de l'état d'endommagement du gel silicone d'un module après la destruction des puces et des bondings sous 600V sans aucune protection [37]

1.5.1.2 **Avec résine**

Cette technologie d'encapsulation est illustrée en Fig. 1-19. Un polymère, généralement une résine époxy-Crésol Novolac (ECN) associée à une charge minérale à base de silice amorphe ou cristalline, parfois d'alumine, est injecté dans un moule puis polymérisé (175°C à 200°C) pendant 4h [38], afin de former un boîtier massif surmoulé à l'empreinte désirée. Cet encapsulant vient ainsi enrober complètement l'assemblage classique puce-substrat (palette support en Cu ou un substrat DBC) et les interconnexions (WB, broches, lead-frame) et une partie des pattes de connexion externes (traversantes, montées en surface ou mixtes) sur un circuit imprimé (PCB) ou un SMI (Substrat Métallique Isolé) pour les applications BT. Le nombre réduit et la simplicité des opérations d'encapsulation, associés à un faible coût de production pour les prototypes comme les grandes séries, constituent le point fort indéniable de cette technologie.

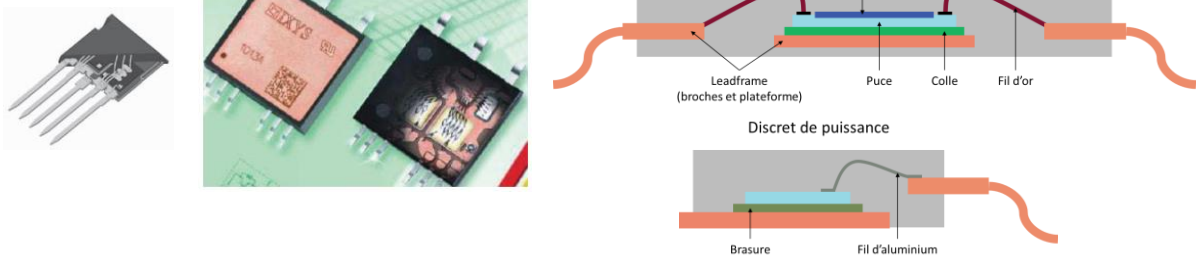


Fig. 1-19 Technologie d'encapsulation par boîtier plastique massif et surmoulé par résine injectée pour composants discrets et petit module [38] [42]

Bien que très résistant sur les plans mécanique, chimique et thermomécanique, son coefficient de dilation pouvant fluctuer sur une large proportion est aussi son défaut. Cette dernière caractéristique constitue le premier point négatif de ce type d'enrobage, car source de contraintes par cisaillement, de délamination et de fissuration aussi bien au sein de l'assemblage (WB, broches et lead-frame) qu'au niveau du report boîtier sur PCB ou SMI (contraintes sur les interconnexions) [39] [40] [41]. Pour limiter ce type de contraintes et éviter un vieillissement précoce, les industriels réservent cette technologie à des boîtiers de petite taille, de quelques centimètres de côté et de faible épaisseur. Dans ces conditions, des boîtiers très résistants, rigides, peuvent être obtenus aujourd'hui, ce qui autorise ainsi l'utilisation de substrat DBC alumine très mince (381µm - 0,015'' par exemple) sans risque de fissure au montage [42]. Le second point

négatif de cette technologie, bien connu, est son caractère non hermétique par rapport à ses concurrents, tels les boîtiers céramiques et métalliques, lesquels sont néanmoins bien plus onéreux. Pour compenser, les fabricants travaillent sur la qualité de la passivation de la puce par dépôt de polyimide.

En termes de mode de défaillance, l'intérêt que présente le boîtier massif surmoulé à résine époxy-injectée est de permettre un mode de défaillance se rapprochant du court-circuit. Cette propriété est exploitée par les auteurs de l'université de Bayreuth [43] sur un convertisseur DC/DC dévolteur 48V/12V de type flying cap série pour l'automobile et à tolérance de court-circuit interne. Cette solution est comparée à un classique hacheur associé à des transistors disjoncteurs électroniques permettant l'isolation du défaut sur les deux sources de tension.

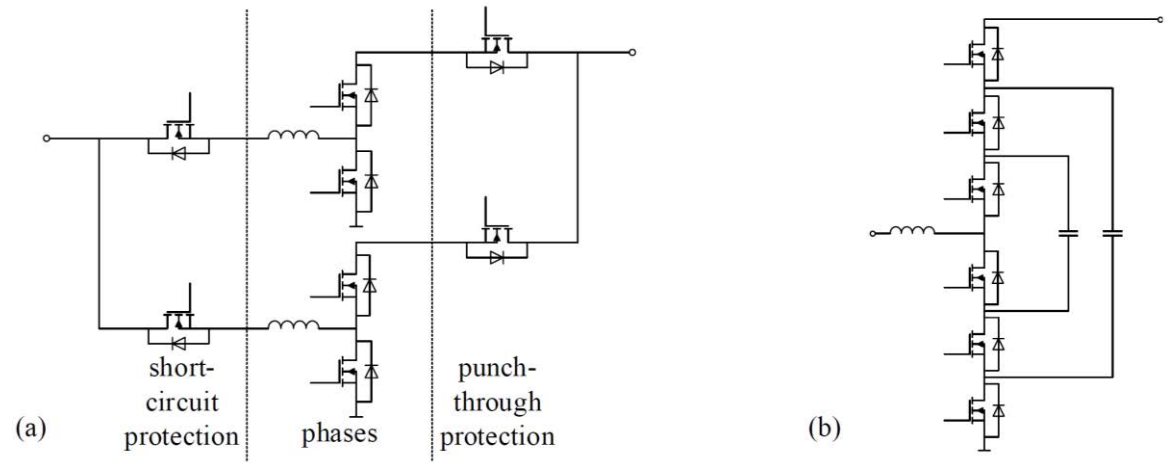


Fig. 1-20 Circuits d'électronique de puissance auto-protégés : convertisseur DC/DC multiphasé non-isolé avec interrupteurs de protections punch-through et courts-circuits (a) ; convertisseur DC/DC multiniveaux flying cap 4 niveaux (b) [43]

En effet, enrobés et pris dans la masse de l'encapsulant, les fils de bondings sont ainsi mécaniquement maintenus en contact sur la métallisation d'émetteur et sur le substrat DBC après que la puce est rentrée en défaillance (cas du hacheur multiniveaux flying cap série) ou que des fusibles ont isolé le bras par les pôles (cas d'un hacheur ou d'un onduleur deux niveaux). Un exemple de puce défaillante dans ces conditions a été reproduit et vu antérieurement en Fig. 1-17 (a), où l'on voit bien globalement l'intégrité des fils de bondings (ex. 2 x fusibles 50A - $I^2Tclear=350A^2.s$ - Energie dissipée = 24J) tant que la résine est en mesure de supporter les points chauds au niveau des zones métalliques de perçage de la puce. La question de la durabilité de ce mode de défaut se pose lorsque l'application ne peut être maintenue qu'à intervalles espacés en mission. Des résultats sur ce sujet ont déjà été obtenus dans le cadre de la thèse de Z. Dou [34].

1.5.2 Connexions pressées partielles ou totales

1.5.2.1 Connexion hybride : pressée sur une face et brasée sur l'autre face

Une étude de l'université de Nottingham [44] propose justement une sélection de matériaux permettant de parvenir à un mode de défaut stable et durable de type court-circuit. Les travaux ont été réalisés sur un assemblage de type Press pack IGBT, pour application MMC (Convertisseur Multiniveaux Modulaire) en transport d'énergie très haute tension (THT), dont les variables sont les natures de la brasure et du matériau intercalaire, sous forme de feuillet (appelé "foil") en face avant de l'IGBT (cf. Fig. 1-21). L'assemblage est détruit par dissipation d'énergie électrique (750J) préalablement stockée dans un banc de condensateurs. Enfin, la stabilité du court-circuit obtenu a été éprouvée et sa résistance mesurée via l'injection d'un courant de 50A continu.

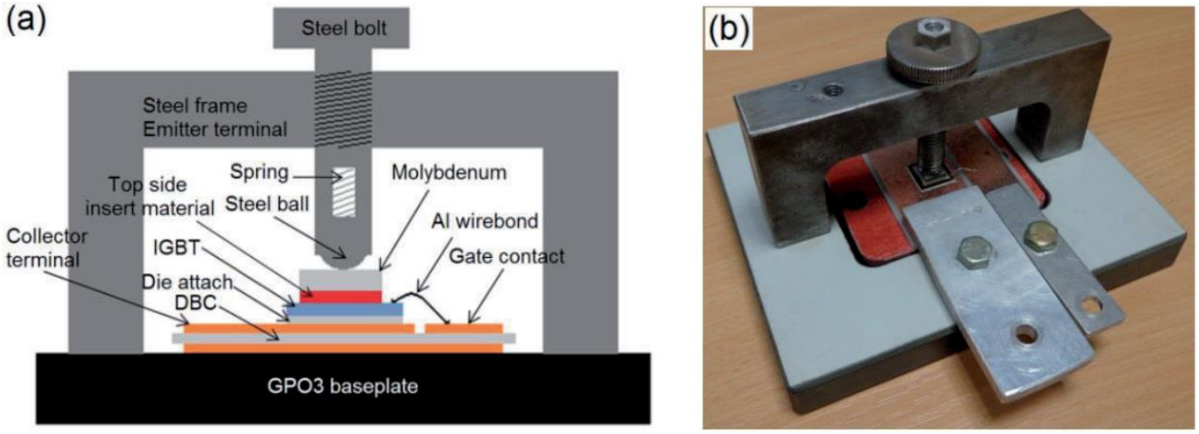
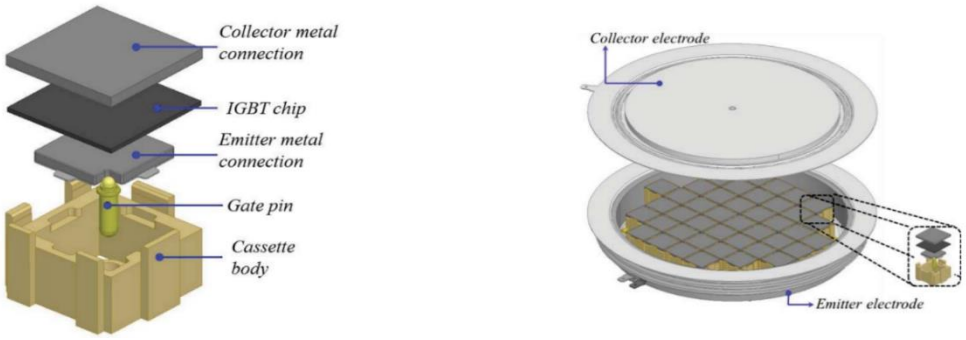


Fig. 1-21 Assemblage de type Press pack IGBT : diagramme schématique (a) et photographie du prototype (b) [44]

Il en résulte que les courts-circuits les plus stables sont obtenus pour des brasures de type Sn-Ag avec une fine pellicule d'argent (25µm) sur 0,5mm de Si IGBT. Le frittage en micro-poudre d'argent est à proscrire, car celui-ci ne permet pas de former un pontage conducteur au droit de la zone de fusion de la puce. Il en est de même pour le SiC, bien que cette question soit en étude dans d'autres laboratoires, car ce matériau ne semble pas présenter d'état "fusion" suffisamment stable. La nature du feuillet est aussi cruciale : l'étude [44] montre que le cuivre et le Molybdène sont à écarter au profit de l'étain, l'argent et toute combinaison. Cependant, l'étude ne prend pas en compte l'encapsulant qui, comme on peut le voir dans les études présentées plus haut, influence fortement la nature du mode de défaillance.

A la fin du siècle dernier, Westcode Semiconductor proposait une caractérisation [45] [46] puis une étude de fiabilité [47] [48] sur ses composants de type Press-pack à IGBTs. Cette technologie, illustrée Fig. 1-22, ne dispose pas de joints de brasure, ni même de fils de bonding, mais uniquement de contacts pressés comme son nom l'indique.

Ce type d'assemblage avait, dès lors, présenté certaines caractéristiques telles qu'un mode de défaut de type court-circuit (CC), stable dans le temps, permettant d'envisager de nouvelles formes de redondance en série, comme par exemple pour les redresseurs THT en transport d'énergie. Cependant, à l'époque, aucune étude du mode de défaut n'a été menée, laissant sans réponse la question de son exploitation au sein d'une architecture à tolérance de panne.



(a) (b)

Fig. 1-22 Boîtier Press-pack Westcode (a) ; module Press-Pack 2400A-4,5kV (b)

Issue de travaux précurseurs du centre de recherche d'ABB Semiconducteurs dans les années 2005, la Fig. 1-23 montre un nouveau type d'assemblage pressé : les puces sont brasées en face arrière par un joint Sn-Pb sur un substrat Molybdène assurant la compatibilité des coefficients d'expansion thermique (CTE) sur une grande surface de boîtier. En face avant, l'astuce réside dans l'insertion d'une plaquette d'Al (pour les boîtiers hermétiques) ou Ag (pour les boîtiers non hermétiques) d'épaisseur adaptée à celle de la puce Si, de manière à atteindre la température minimale de fusion (eutectique) de l'alliage Al/Ag-Si au moment du perçage et de la formation du pont métallique. Cette plaquette permet ainsi d'injecter plus de métal et de former un pont plus large de moindre résistance [52] : inférieur à 1V pour 1500A, typiquement de 300mV à 700mV, et plus stable dans le temps (aucune courbe d'endurance disponible). Dans le cas particulier de cet assemblage, sur des temps longs en présence de cyclage, la diffusion de l'Al dans le Molybdène provoque des amorces de fissures, des ponts métalliques très résistifs, un échauffement et une dégradation de la durée de vie en quelques centaines d'heures au courant nominal [42].

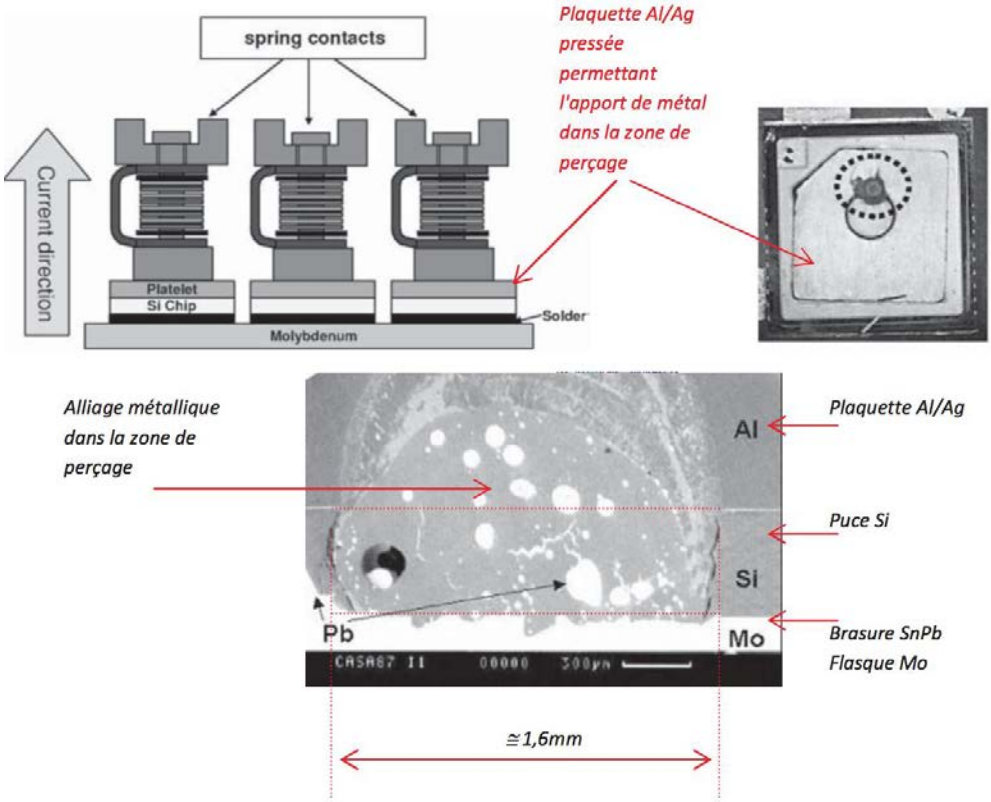


Fig. 1-23 Exemple d'un assemblage à puces semi-pressées avec plaquette d'injection de métal Al/Ag dans la zone de perçage en situation de court-circuit de la puce [42]

1.5.2.2 Connexion tout-pressée

De son côté, ABB a aussi proposé un assemblage de type Press-pack dont les puces sont brasées d'un côté et pressées de l'autre [49], mettant en avant une amélioration au phénomène de reformage métallique, défini plus loin, dans lequel le choix des matériaux à l'interface de contact est crucial. En effet, ce phénomène observé de façon assez spectaculaire et très bien décrit par les auteurs [50] sur des assemblages de type Press-pack, est relativement bien connu.

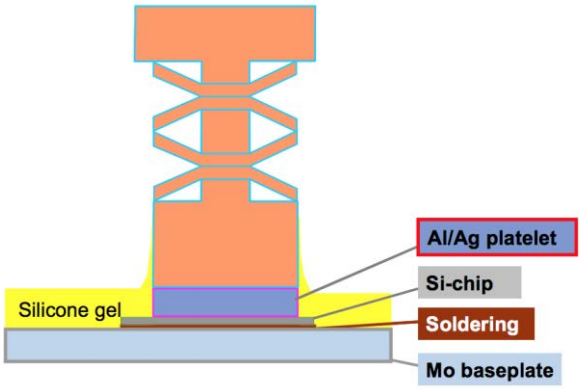


Fig. 1-24 Système de contact pressé sur une puce

Une puce défaillante présente une ou plusieurs régions de perçage résultant de la focalisation des lignes de courant et d'une fusion locale. Les régions sont remplies d'un alliage Si-Al-Sn-Pb pour la brasure, plutôt placées proches des terminaisons périphériques de jonction sur défaut par surtension ou proche des connexions sur défaut par surcourant. Lorsque le courant augmente dans ces régions, l'effet Joule ainsi produit cause la refusion de la zone de perçage métallique. *A priori*, cette refusion permet une réinjection de métal en inter-diffusion entre la zone de métallisation Al et la brasure et, par échauffement, la fusion d'un volume supplémentaire de silicium sur le pourtour du perçage initial. De cette façon, l'augmentation de section apparente amène à une décroissance de la résistance électrique apparente et à une réduction de l'effet Joule pour atteindre l'équilibre thermique. Enfin, l'annulation du courant provoque le refroidissement puis la solidification du pont métallique, qui garde l'empreinte ainsi réalisée telle une "soudure électrique". La Fig. 1-25 montre un des meilleurs exemples obtenus permettant de passer d'une valeur très ohmique de quelques ohms à une valeur vingt fois plus faible par ce mécanisme métallurgique.

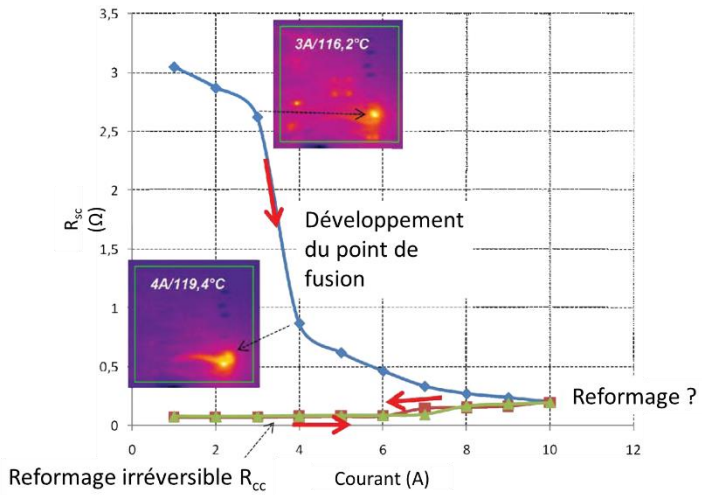


Fig. 1-25 Phénomène de reformage des zones de perçage métallique mis en évidence sur un module WB encapsulé à la silicone et détruit à faible énergie [34]

Pour étayer l'analyse de ce phénomène, nous avons reproduit en Fig. 1-26 quelques figures de l'article [50] relatif à un boîtier Press-pack 4500V-3kA constitué de 42 puces IGBT en parallèle. Le défaut est localisé sur une seule puce, dont la résistance passe de 50mΩ à 5mΩ de 0 à 1,5kA. La durabilité de ce mode de défaut n'est pas divulguée par les auteurs, bien que des essais aient été faits spécifiquement. Le comportement dans le temps va dépendre de la quantité de métal injecté, des phénomènes d'oxydation, de la qualité de l'alliage sur le plan électrique et bien sûr de la densité de courant subie par la zone principale de perçage.

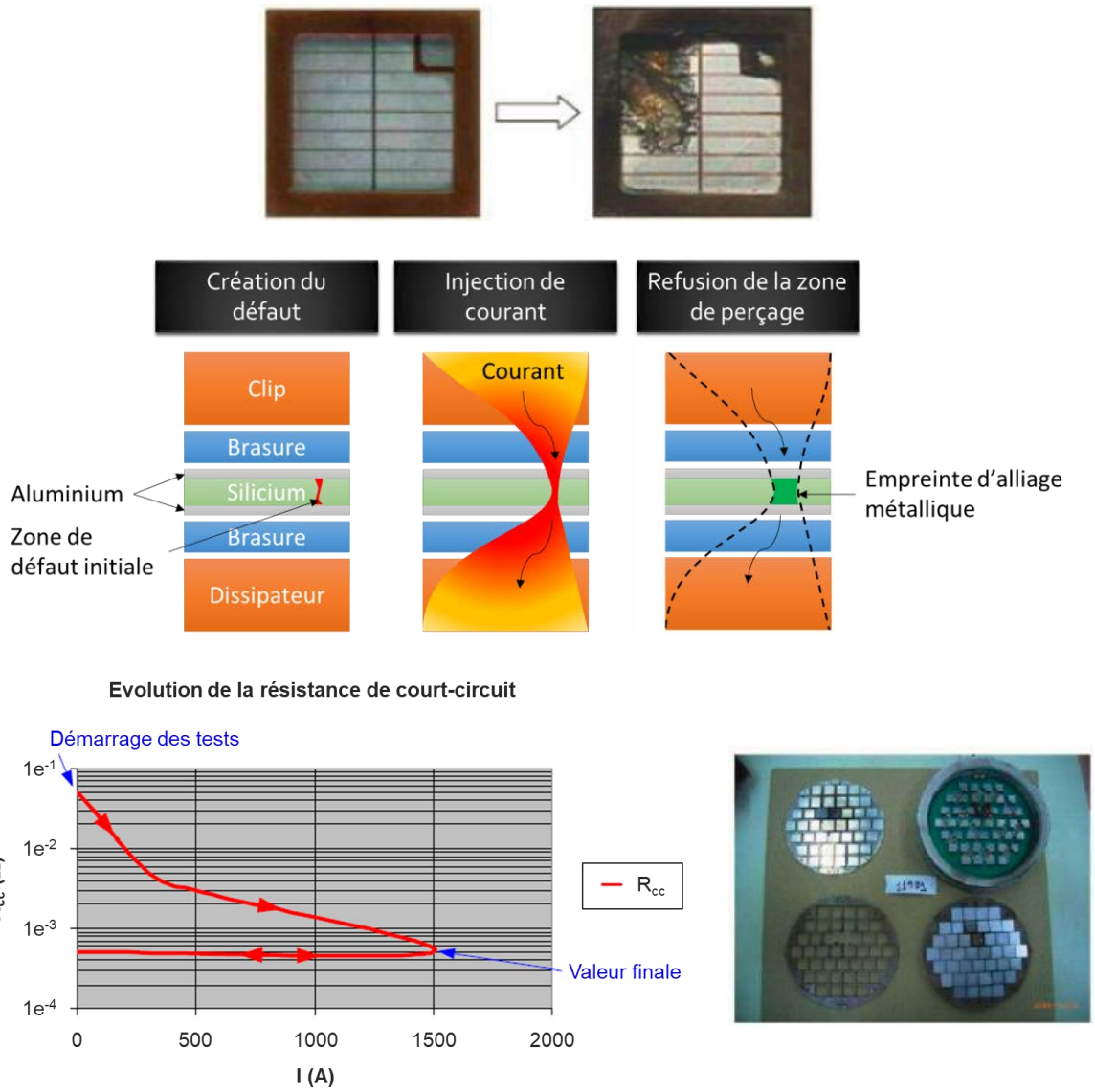


Fig. 1-26 Destruction et reformage d'une puce IGBT en court-circuit dans le cas d'un boîtier Press-pack 4kV-3kA [50]

1.5.3 Connexions massives reportées, brasées ou frittées

1.5.3.1 Connexion souple ou rigide brasée non encapsulée

Le WB en aluminium est toujours considéré comme le standard de l'interconnexion et a été employé pendant de nombreuses années dans l'assemblage des modules de puissance classiques et à base d'IGBTs. Pour pallier sa faible propension à évacuer la chaleur et l'inductance parasite non négligeable qu'introduit le WB, d'autres alternatives d'interconnexions ont fait leur apparition. Parmi ces solutions, on peut trouver la technique du SKiN de Semikron à base de puces frittées double-face, d'une interconnexion souple (flex) frittée et une possibilité d'intégrer des éléments passifs et de commande. Malgré des performances fonctionnelles potentiellement intéressantes, son mode de défaut reste inconnu contrairement au Press-pack que nous avons détaillé dans le paragraphe précédent.

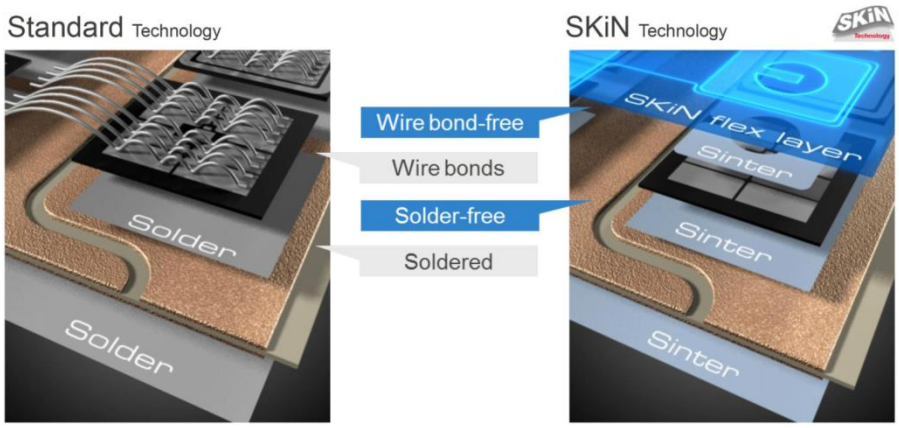


Fig. 1-27 Comparaison de la technologie SKiN de Semikron avec un design standard WB [51]

Un autre exemple d'interconnexions massives rapportées a été proposé en 2016 par le Fraunhofer-Gesellschaft [53], un institut technologique allemand spécialisé dans la recherche en sciences appliquées. Il s'agit d'un bras d'onduleur dont les puces SiC sont empilées puis connectées par frittage d'argent à des pièces en cuivre préalablement préparées pour ce type de process. L'ensemble est un assemblage 3D pur, formé d'un "capot" très compact mais mécaniquement complexe, dans lequel les condensateurs de découplage sont intégrés. En résumé :

- Technologies
  - Puces frittées directement sur le Busbar ;
  - Double-frittage Ag.
- Caractéristiques électriques
  - 80A max. / 600V (1200V) max. ;
  - Puces SiC-FETs ;
  - Condensateur de découplage au plus proche des puces ;
  - Inductance parasite minimisée (< 1nH @ f > 1MHz).
- Concept
  - Assemblage modulaire : bras complet ou demi-bras ;
  - Refroidissement double face ;
  - Compact.

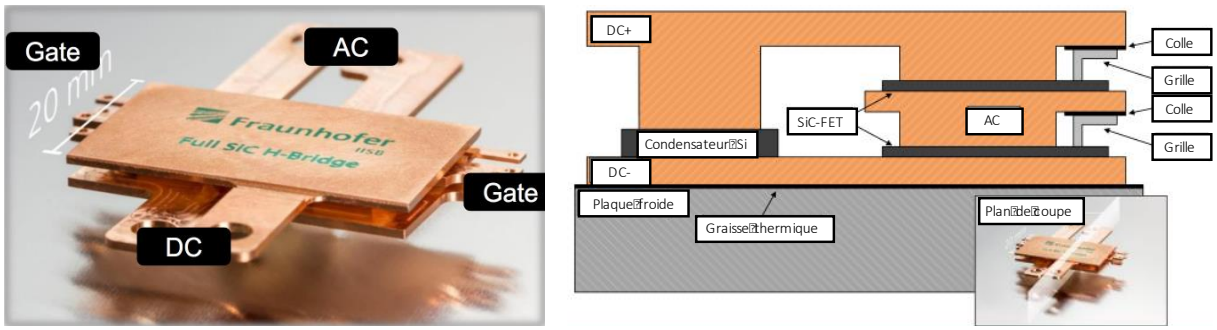
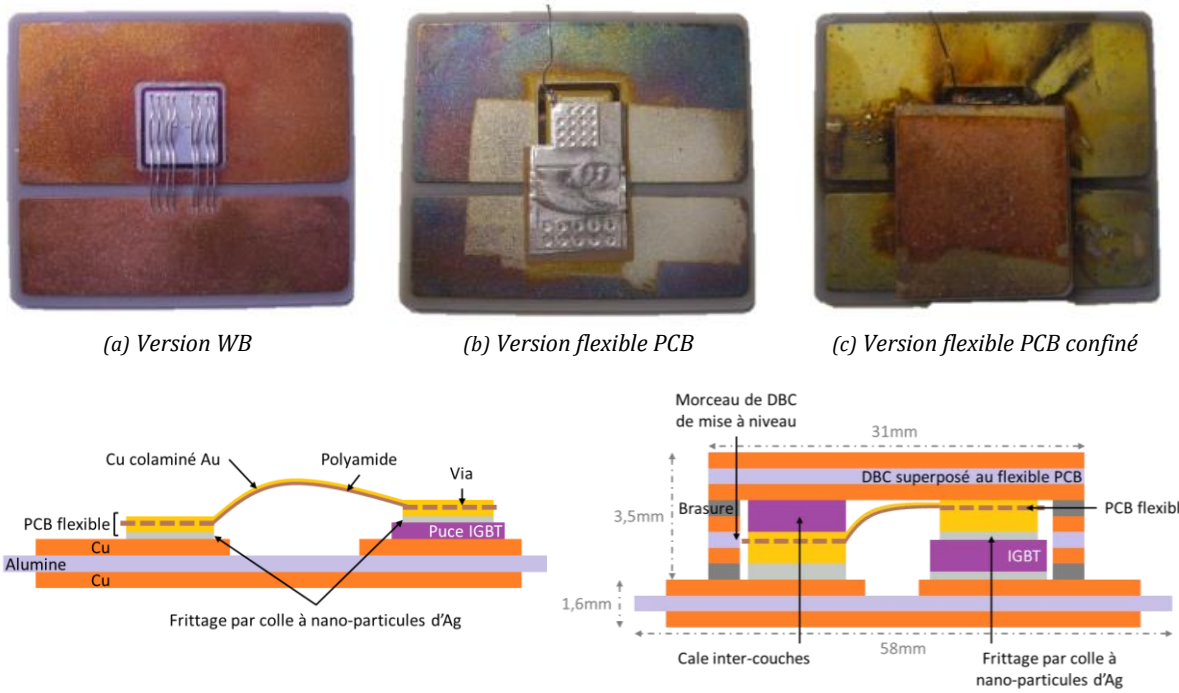


Fig. 1-28 Illustration du module Full SiC H-Bridge développé par Fraunhofer [53]

Nonobstant, le mode de défaut n'a pas été abordé par les auteurs ni dans sa nature ni dans son exploitation au sein d'une architecture dédiée. Néanmoins, les travaux de l'université de Nottingham [54] ont révélé que cette famille d'assemblage produit un mode de défaut de type court-circuit mais qui se révèle être instable de par le frittage Ag des puces ne permettant pas une bonne refusion. En effet, après analyse du défaut de court-circuit créé, la quantité de liquide formé dans les couches d'attache de puce est bien inférieure à celle mesurée dans les échantillons avec brasure Sn-Ag. Il s'avère qu'aucune trace d'argent fondu ou resolidifié dans les fissures au sein de la puce IGBT détruite n'est retrouvée, et la concentration d'argent dans le pont métallique est très faible. De fait, la résistance de défaut est relativement élevée, la compatibilité entre la cale de Molybdène et la puce Si est faible, et donc le court-circuit obtenu est instable.

De plus, des travaux en cours à l'ITE Supergrid de Lyon ont mis en lumière que malgré l'absence de fusion nette en cas de défaut des puces SiC, un comportement « fail-to-short » est observé.

Dans la continuité des travaux du centre R&D d'ABB vus précédemment, le laboratoire de l'Université de Nottingham et la société Dynex Semiconductor ont contribué à caractériser les modes de défaillance des assemblages sans WB [44] et sans encapsulant. Le travail réalisé ne porte pas seulement sur le Press-pack (comme décrit en section 1.5.2.1) mais aussi sur les assemblages plus intégrés, réservés à la faible et moyenne puissance, utilisant une connexion plane rapportée, souple ou rigide, brasée sur la puce. Les niveaux d'énergie frontière entre le mode « haute impédance » et le mode « basse impédance » dit « fail-to-short » de l'assemblage ont été caractérisés, prenant en compte les matériaux constitutifs de l'assemblage tout en limitant l'étude au cas d'une puce IGBT en silicium. Les résultats de ces travaux permettent de mieux cerner les conditions d'obtention du mode « fail-to-short » d'un point de vue très technologique. En particulier, pour le laboratoire de Nottingham, la cible portait, tout comme pour l'assemblage Press-pack, sur un convertisseur de type MMC pour application haute tension continue (HVDC) à découpage, dont le mode « fail-to-short » doit être garanti jusqu'à une énergie maximale de 750J au moment du défaut (décharge de la capacité de bus d'un module MMC dans un bras de pont) et une durée au courant nominal de 1.000 heures avant qu'une réparation ne soit réalisée.



(a) Version WB *(b) Version flexible PCB* *(c) Version flexible PCB confiné*

(d) Vue synoptique du flexible PCB *(e) Vue synoptique du flexible confiné*

Fig. 1-29 Présentation des trois assemblages étudiés par les auteurs dans [44] [55] [56]

Le mode de défaut en court-circuit peut être atteint en-dessous d'un niveau d'énergie suffisant avec n'importe quelle technologie précitée. En dépassant un certain seuil propre à chaque technologie, le court-circuit deviendrait un circuit-ouvert. Ainsi, si l'on devait classer ces seuils de manière croissante en fonction de la technologie on obtiendrait cet ordre : WB Al < flexible PCB < structure rigide en sandwich. Cette augmentation résulte de la robustesse améliorée de la connexion en face avant de la puce des points de vue thermique et thermomécanique. L'augmentation progressive, d'une technologie à l'autre, de la surface de contact et d'échange thermique transitoire est aussi une explication. L'ajout d'un encapsulant semi-rigide comme de l'époxy fortement alliée à de la silice, voire de l'alumine, devrait aussi permettre de rendre plus robuste la tenue mécanique. Ce point ne semble pas avoir été traité par les auteurs. Ce type d'enrobage pose néanmoins le problème de la tenue en température assez limitée de l'époxy (< 250°C) et de la difficulté de l'évacuation des gaz lorsque les matériaux encapsulants sont portés à haute température. Il apparait ainsi des fissures dans le boitier avec un risque de projection de morceaux d'époxy. Ce point est à proscrire en milieu embarqué, il est plus accepté pour des applications au sol, avec des cloisons ou compartiments de protection.

	Energie [J]	Tension [V]	Courant max [A]	Temps saturat. [mS]	Mode de défaut
WB Al	750	156	–	–	OCFM
	500	128	6000	1	OCFM
	250	90	1800	5	OCFM
	125	63	600	7.5	OCFM
	62.5	45	1100	3.8	SCFM
Flexible PCB	500	128	6000	10.8	OCFM
	375	110	4600	14.8	OCFM
	312.5	101	1100	39.0	SCFM
	250	90	–	–	SCFM
Structure rigide en sandwich	1500	221	17,500	2.0	OCFM
	750	156	9000	3.0	SCFM

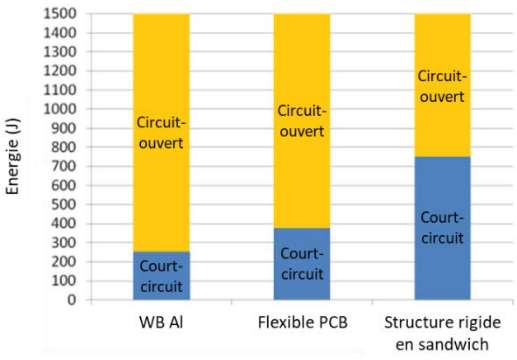


Fig. 1-30 Résumé des résultats de destruction en court-circuit des prototypes testés [44] [55]

Selon les auteurs, les choix d'assemblages précédents ne permettent pas de garantir une durabilité suffisante au courant nominal pour assurer une continuité de service sur au moins 1000 heures. Les auteurs ont ainsi axé leurs travaux sur le classique mais néanmoins complexe et coûteux assemblage pressé, mécaniquement bien plus robuste vis-à-vis des contraintes thermomécaniques et électrodynamiques qui apparaissent dans ce type de régime extrême.

1.5.3.2 **Connexions massives monolithiques**

Dans cette catégorie, la connexion n'est pas rapportée mais réalisée *in situ* par électrodéposition ou croissance électrolytique de cuivre en prise directe avec la métallisation de la puce. On trouve, Fig. 1-31, la technologie SiPLIT de Siemens-Continental Automotive visible ci-après, proposant une isolation multicouche avec de la gravure au laser et une interconnexion électroplaquée Cu. Là encore, on peut noter toutefois qu'aucune caractérisation de son mode de défaillance n'a été menée ou publiée à ce jour.

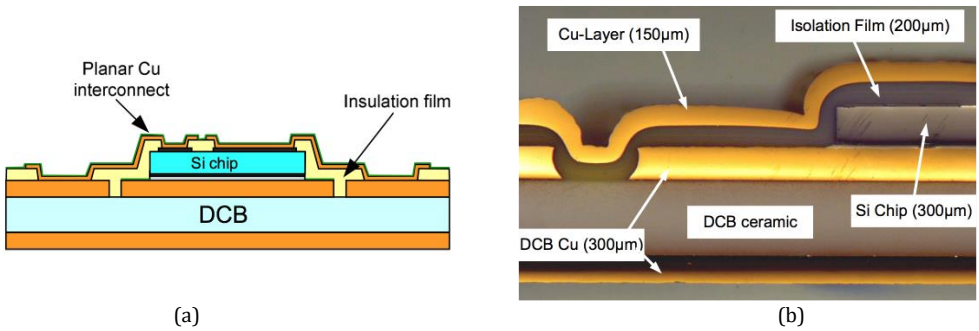


Fig. 1-31 Vue schématique (a) et micro-section (b) d'un assemblage basé sur le procédé SiPLIT de Siemens

En Fig. 1-32, le G2ELab, en partenariat avec Mitsubishi Electric, a conçu et fait développer par Elvia un prototype fonctionnel en trois dimensions, suivant le concept « Power Chip On Chip » (PCOC), à base de MOSFET SiC, sur le principe d'un procédé de fabrication de circuit imprimé ou PCB [57]. Les interconnexions électriques de la cellule de commutation sont réalisées sans brasures ni fils de bonding et leur inductance parasite a été pré-évaluée à 0,25nH. Les puces préalablement sur-métallisées en cuivre sont enfouies dans les couches isolantes du PCB puis connectées à travers de multiples vias en parallèle et percées au laser puis remplies de cuivre par électrodéposition.

Chaque cellule de commutation est réalisée par superposition des transistors High-Side et Low-Side afin de l'intégrer dans le busbar. Cet assemblage permet d'une part de diminuer grandement l'inductance parasite et d'autre part de confiner le potentiel du point flottant (phase) au centre du module de puissance (voir coupe schématique du module Fig. 1-32). Assemblage totalement rigide et compact, la fiabilité et la tenue au cyclage de puissance de celui-ci restent à étudier en particulier dans les zones de sur-métallisation et de croissance de cuivre. Ici encore, le mode de défaut de ce type d'assemblage reste inconnu. La faible probabilité, voire l'absence de refusion des zones de contact Cu, porte à croire qu'un mode de défaut en court-circuit ne serait pas viable car trop résistif.

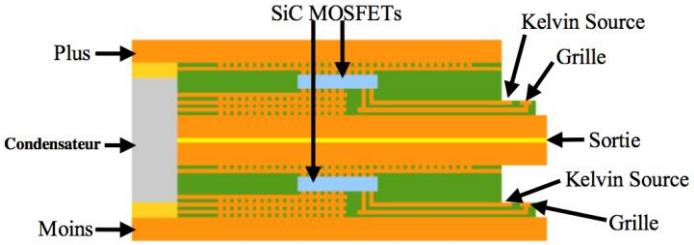


Fig. 1-32 Coupe schématique du module développé par le G2ELab et Mitsubishi Electric

Encore au sein du Fraunhofer à Berlin, en partenariat avec d'autres instituts tels que Infineon Technologies AG, Schneider Electric etc., un nouveau concept d'assemblage a été réalisé avec un refroidissement double-face faisant partie intégrante du module de puissance [58]. Des bras de pont ont été assemblés dans deux déclinaisons : puces IGBTs et diodes silicium ou puces SiC, en combinant bondings et brasures à phase liquide transitoire (TLPS et TLPB ou Transient Liquid Phase Bonding) pour permettre le bonding flip-chip ainsi que la fixation d'une plaque DBC en face arrière. Ces deux procédés sont supposés augmenter la capacité de dissipation thermique, la fiabilité du composant et la température de fonctionnement maximale.

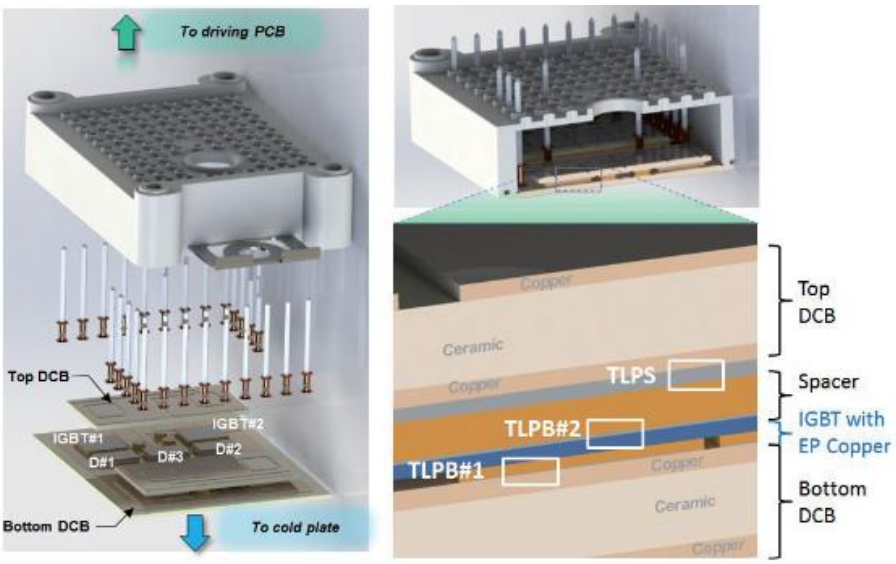


Fig. 1-33 Vue et coupe de l'assemblage du demi-bras de pont à refroidissement double-face [58]

Les premiers résultats de caractéristiques fonctionnelles et thermiques (R_{th} comprises en 0,2 et 0,4K.W^{-1}) sont prometteurs ; de même en ce qui concerne le cyclage actif de ces nouveaux modules de puissance.

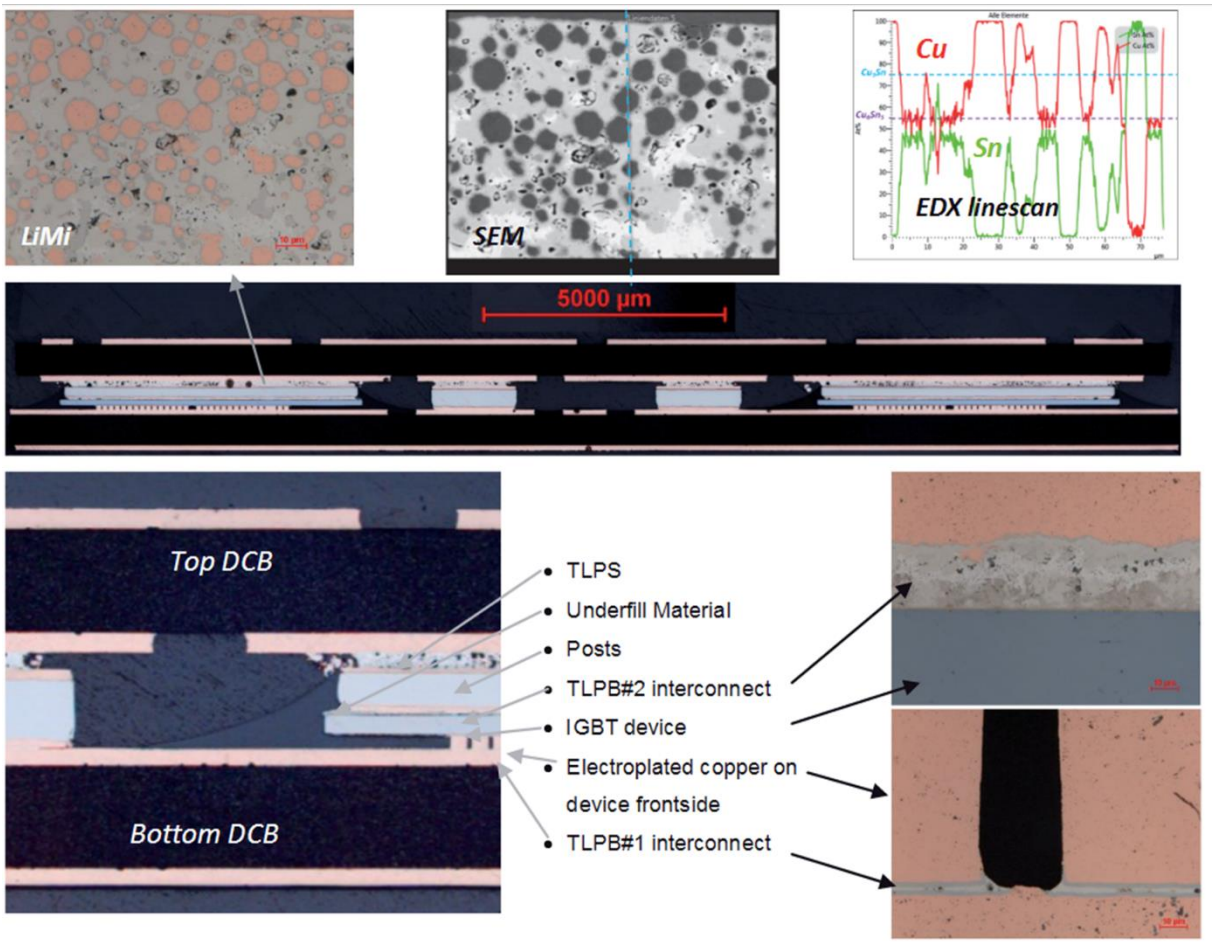


Fig. 1-34 Micro-section de l'assemblage et analyse de l'interface supérieure TLPS [58]

En analysant la micro-section de la structure ci-dessus, il est manifestement peu probable que cet assemblage assez innovant mais complexe puisse produire un court-circuit stable et faiblement impédant. En effet, les faibles quantités de matériaux métalliques présentes au-dessus et au-dessous de la puce, risquent d'être insuffisantes pour participer à un reformage métallique efficace et amener au mode « fail-to-short » attendu.

1.6 Applications : recherche d'un module « fail-to-short » idéal

De manière idéalisée et schématique, il n'existe que deux états dans lequel peut se retrouver un module défaillant : le court-circuit - qui est toujours le mode de défaut initial de la puce détruite à faible énergie - ou le circuit-ouvert - qui restera le mode ultime à très forte énergie.

Sur le plan applicatif, soit on isole, soit on exploite le court-circuit. Dans le premier cas, il est impératif d'ajouter des éléments de protection pour éviter toute propagation du défaut, à moins de concevoir une connectique « fusible » à même l'interconnexion du module - sujet intéressant qui sera abordé au chapitre 3 de cette thèse - mais qui est susceptible de pénaliser le fonctionnement nominal par des pertes supplémentaires dans les zones privilégiées de fusion. Dans le second cas, il existe des topologies à tolérance de panne tirant partie du mode de défaut court-circuit, sans ajout d'élément séparateur, tel que des convertisseurs ou onduleurs multi-niveaux série (cf. Fig. 1-20) et les convertisseurs modulaires multiniveaux MMC. Ainsi, la caractérisation du mode de défaut des modules de puissance est déterminante pour le choix de l'architecture dont ils feront partie. Dans ce dernier cas, la stabilité et les pertes réduites du mode de défaut sont deux points capitaux à garantir.

A l'université de Bayreuth, les modes de défaut de différents composants de puissance BT, à base de puces MOSFETs, ont été caractérisés [43]. Les modules concernés sont des modules standards surmoulés (module de type : TO-220), dont les WB sont supposés être le point faible, ainsi que des boîtiers DirectFET et CanPAK. Ces derniers assemblages, avec puces brasées sur les deux faces, sont tous deux sans WB afin de pouvoir juger de leur influence sur le mode de défaut obtenu.

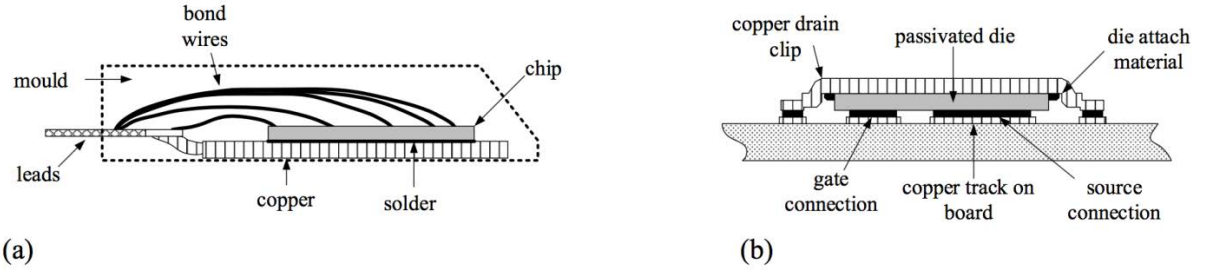


Fig. 1-35 Assemblages MOSFET : assemblage standard TO (a) et assemblage DirectFET resp. CanPAK (b) [43]

Ces modules de puissance ont été détruits intentionnellement en imposant une surtension entre le drain et la source, afin de provoquer un phénomène d'avalanche. L'énergie dissipée durant l'avalanche détermine la destruction ou non de la puce MOSFET et la résistance de défaut est mesurée après chaque essai.

Les résultats montrent que, dans tous les cas, le mode de défaut obtenu est le court-circuit, même pour les WB maintenus « en place » grâce à la résine (cf. Tab. 1-5). Pourtant, la grande majorité des résistances de défaut était trop résistive pour parler de court-circuit « parfait », sauf cas exceptionnel. Enfin, aucune différence de comportement notable n'a été observée entre les assemblages DirectFET et CanPAK, qui n'ont présenté aucun court-circuit idéal. Ce résultat provient probablement d'une trop faible densité d'énergie de défaut appliquée lors de l'essai en avalanche pour métalliser suffisamment le perçage de la puce.

Type	Average drain-source failure voltage	R_{GS}	$R_{DS,off}$ as multiple of rated $R_{DS,on,typ}$	$R_{DS,on}$ @$U_{GS} = 15\,V$, $I_D = 5\,A$ as multiple of rated $R_{DS,on,typ}$	number of tested devices
BSB008NE2LX	37 V	675 Ω–2707 Ω	100–1000	3	4
AUIRL2203N	38 V	181 Ω–490 Ω	100–1000	1	4
IPP055N03L	48 V	64 Ω–89 Ω	100–1000	1	2
AUIRF7739L2TR1	52 V	437 Ω–1603 Ω	10000–100000	5	4
IPP039N04L	59 V	94 Ω–105 Ω	100–1000	1	3
IRFB3004PBF	54 V	468 Ω–2171 Ω	1000–10000	1	4
IRF7759L2TR1PBF	98 V	383 Ω–468 Ω	1000–10000	2	2
IRFB4310ZPBF	130 V	100 Ω–204 Ω	10–100	1	2
IRF7769L2TR1PBF	129 V	198 Ω–203 Ω	10–100	2	2
IPP06CN10N	146 V	7.2 Ω–50 Ω	10–100	1	2

Tab. 1-5 Caractéristiques post-défaillance des MOSFET après surtension drain-source. Mesures 4 fils au Keithley 2701

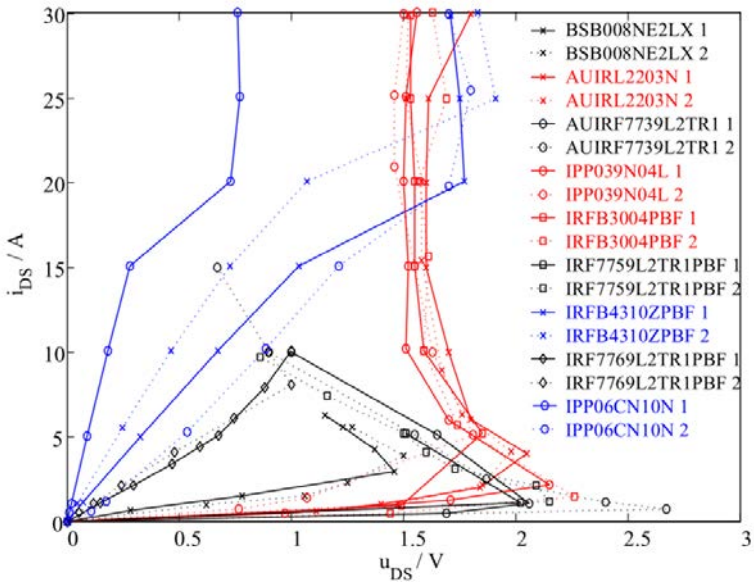


Fig. 1-36 Caractéristiques I_{DS}/V_{DS} des composants après leur destruction en surtension drain-source. Comparaison des caractéristiques après injection d'un courant de stress I_{DS}

En Fig. 1-37, les chercheurs de l'Université de Bayreuth ont étudié le mode de défaut d'un assemblage de modules avec une puce IGBT directement brasée ou frittée entre deux couches DBC. Dans ce cas précis, les modules ciblés sont pourvus de puces brasées sur les deux faces. Les performances électriques et thermiques en sont améliorées mais l'assemblage est aussi supposé plus fiable car sans WB.

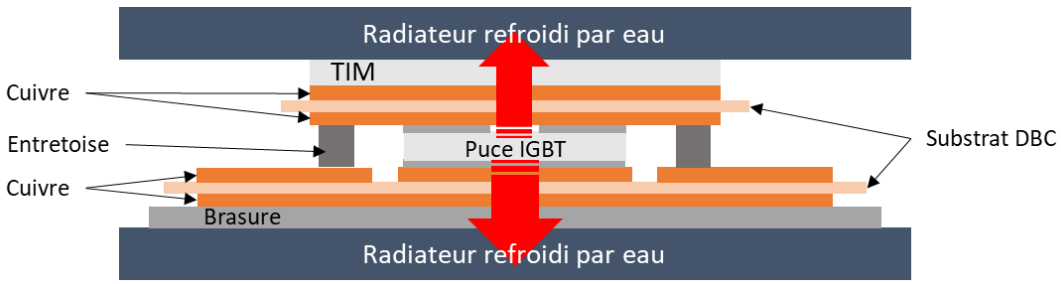
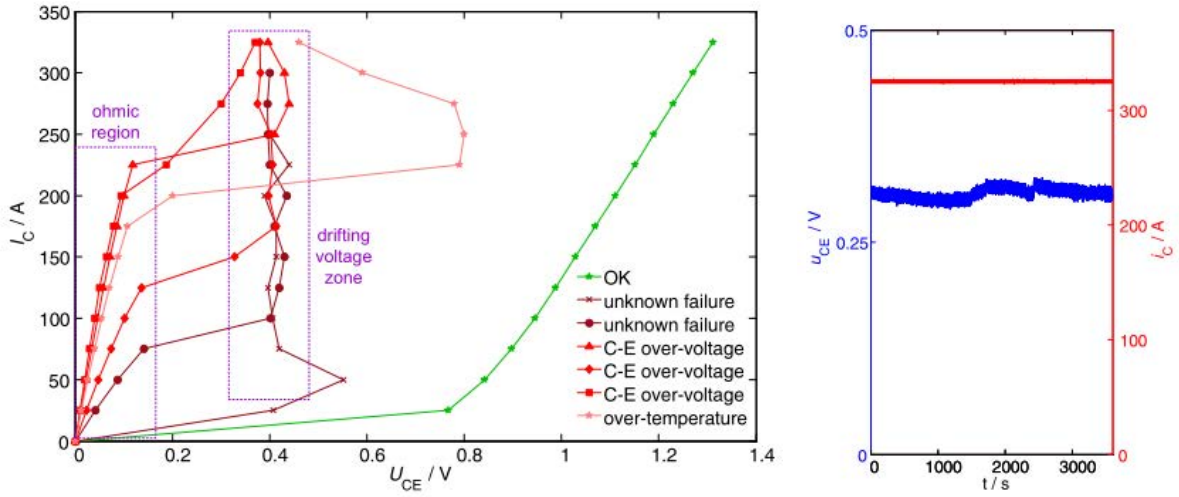


Fig. 1-37 Module sans bonding : design en sandwich cuivre-puce-cuivre

Pour tous les modules détruits dans l'étude, le mode de défaut a été le court-circuit faiblement ohmique. Plus encourageant encore, les résistances de défaut mesurées sont plus faibles que la résistance de conduction nominale du module sain. Par voie de conséquence, les pertes engendrées par ce mode de défaut sont plus faibles. Malgré cela, il a été observé qu'au-delà d'un certain niveau de courant, la caractéristique V_{CE}/I_C de la résistance de défaut passe d'un comportement linéaire ohmique à une zone de dérive de la tension V_{CE} qui va finalement osciller entre 0,4 et 0,5V indépendamment du courant de collecteur. Ce comportement semble témoigner d'un régime de refusion ou d'arc local donnant un comportement fortement non linéaire.

Cette dérive peut engendrer localement des niveaux de pertes considérables et donc une élévation de la température propice à des changements de phase des matériaux dans le canal de conduction (refusion, vaporisation…). C'est pourquoi, les auteurs ont procédé à un essai d'endurance à 325A continu sur une heure environ, pour observer que la tension V_{CE} restait stable. Des essais supplémentaires sur des temps plus longs à courant nominal mériteraient d'être effectués pour juger de la stabilité du défaut sur le long-terme en condition quasi-réelle.



(a) U_{CE}-I_C caractéristiques statiques de modules défaillants et sain (b) Surcharge longue durée

Fig. 1-38 Caractérisation des résistances de court-circuit des modules testés

Enfin, une décapsulation et une analyse des modules défaillants ont montré que la zone du défaut était relativement petite par rapport à la surface totale de puce. Cela explique les fortes densités de puissance mesurées et donc les fortes températures à l'origine de la fusion de la puce, des brasures et même du cuivre.

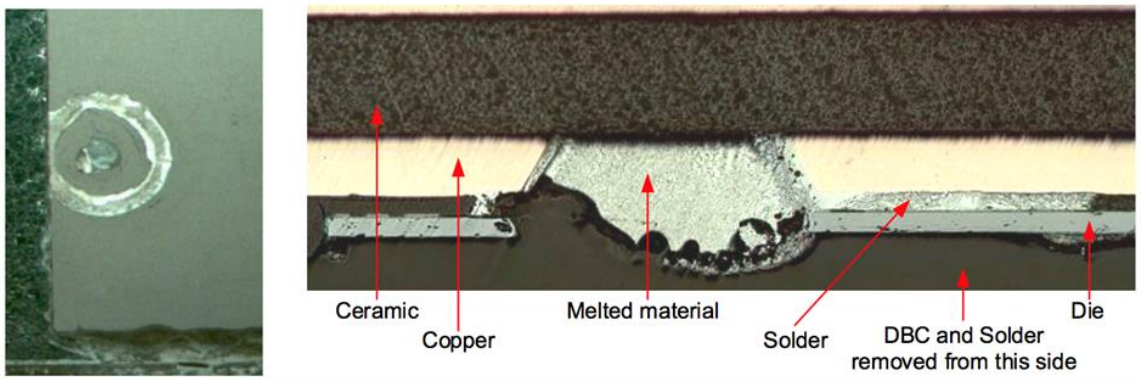


Fig. 1-39 Analyse et localisation du défaut d'un module en court-circuit [59]

Avec un nouvel assemblage de type Press Pack de IR, le CoolIR2, un court-circuit de bonne qualité est rendu possible [59].

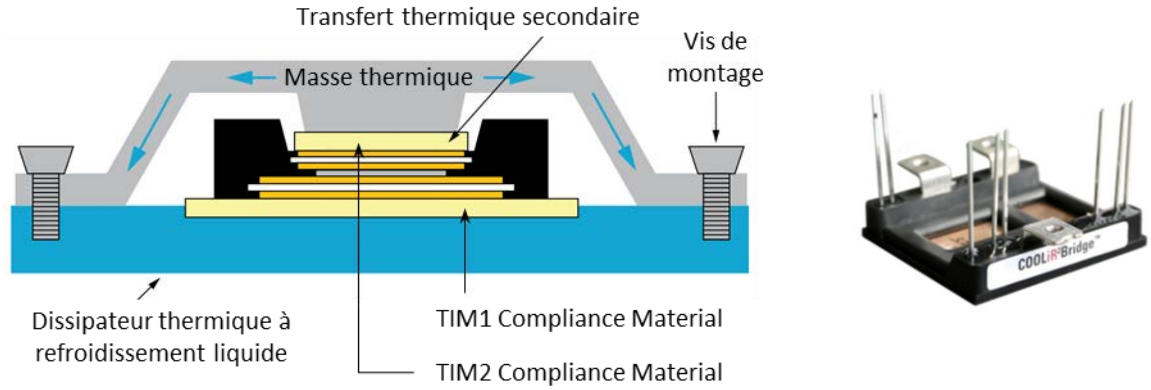


Fig. 1-40 Vue schématique (a) et photographie (b) du CoolIR2 d'International Rectifier

Après avoir subi une destruction par surtension entre collecteur et émetteur, les résistances de court-circuit sont caractérisées, avant et après stress-test sous 300A à différentes échéances. Malheureusement, les quantités d'énergie mesurées lors de la destruction des puces sont manquantes, ce qui aurait pu donner un indice pour atteindre à coup sûr, par exemple, le « meilleur » défaut de type « fail-to-short ». Enfin, les auteurs ont aussi détruit un échantillon par court-circuit. Ainsi, il a pu être démontré que, finalement, les deux modes de défaut étaient similaires dans le cas particulier des essais effectués.

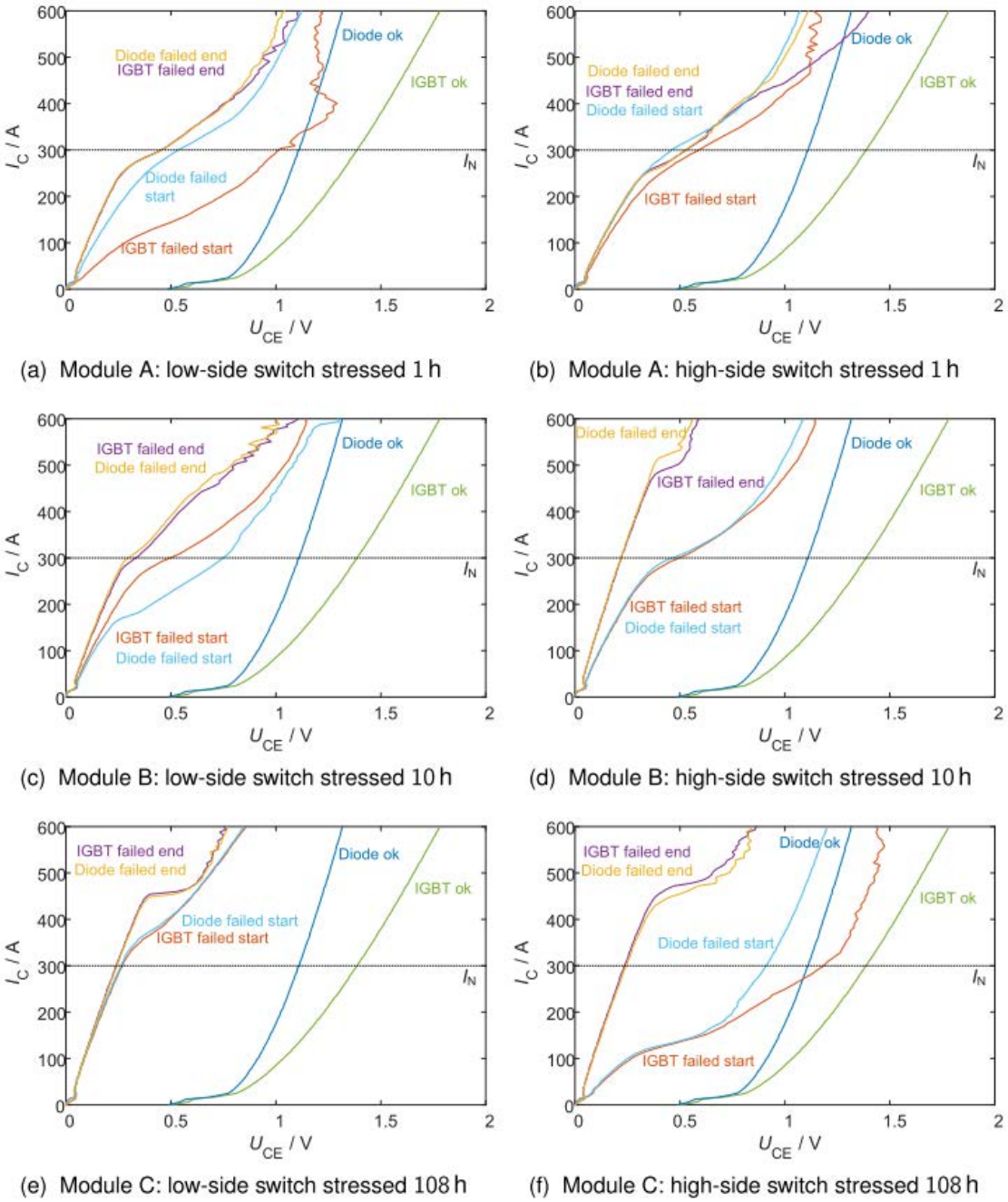


Fig. 1-41 Caractéristiques tension-courant (IGBTs et diodes) de trois modules [60]

Modules détruits par surtension entre collecteur et émetteur, en début et fin de stress-test sous 300A continu, avec trois horizons de temps (1h, 10h et 108h)
Comparaison avec un module sain à température ambiante

Sur ces mesures, on peut observer, encore une fois, un phénomène de reformage métallique : la dispersion est plus forte avant le début du test qu'une fois celui-ci terminé. On comprend mieux le phénomène grâce à des micro-sections opérées sur ces mêmes modules, visibles en Fig. 1-42. Ainsi, la résistance de court-circuit a tendance à diminuer fortement de manière irréversible sous un courant de forte amplitude. Cela rend ces modules de puissance de bons candidats pour des applications tolérantes à la panne de topologies à redondance série.

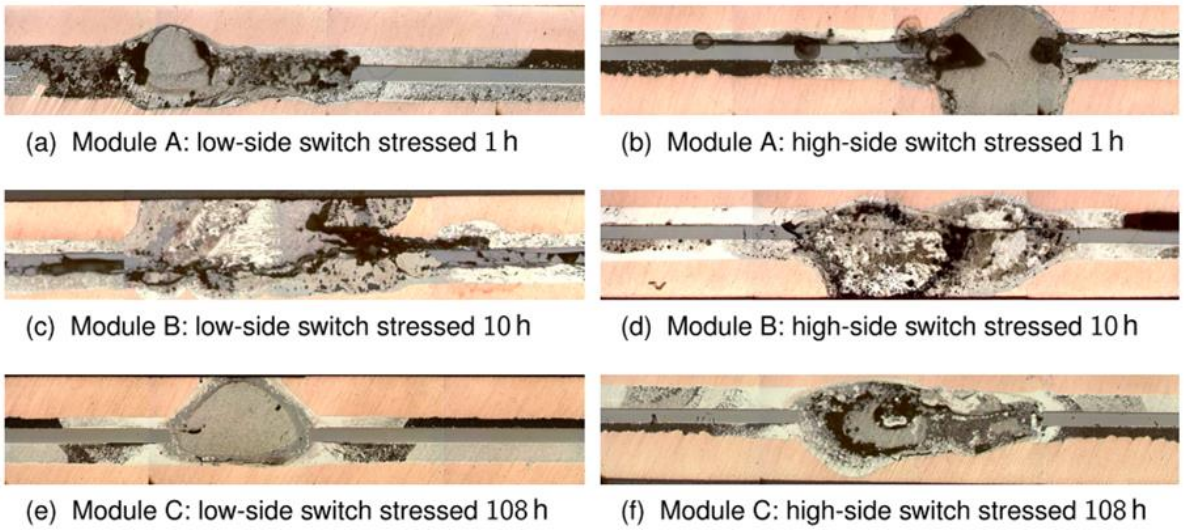


Fig. 1-42 Localisation et analyse des courts-circuits sur les trois modules après stress-test [60]

Sur ces photographies, on remarque les grandes quantités de métal injectées dans le « pont métallique » créé par le perçage de la puce lors de sa destruction. Il est plus simple de créer un pont stable et robuste dans le temps avec de telles concentrations de métaux autour de la puce, que cela provienne des brasures (supérieures et inférieures) ou bien des couches massives de cuivre de part et d'autre de la puce. Cependant, il aurait été plus parlant d'avoir pour comparaison une coupe d'un module sain et non stressé. Fautes d'échantillons disponibles, cela n'aura pas été possible pour l'équipe de l'Université de Bayreuth.

Pour conclure sur les modules de puissance à fort potentiel « fail-to-short », nous terminerons par les modules étudiés dans la thèse, à savoir le module de type DLB de Mitsubishi. Dans ces modules, se trouvent quatre puces (deux diodes et deux IGBTs) brasées en face arrière au dissipateur thermique (ou heatsink), alors qu'en face avant, celles-ci sont brasées à une épaisse plaque de cuivre par un joint de brasure très épais faisant office de "spacer". Cette plaque sera désignée par DLB dans la suite. En parallèle des structures en WB conventionnelles, des modules à interconnexion planaire émergent [55] :

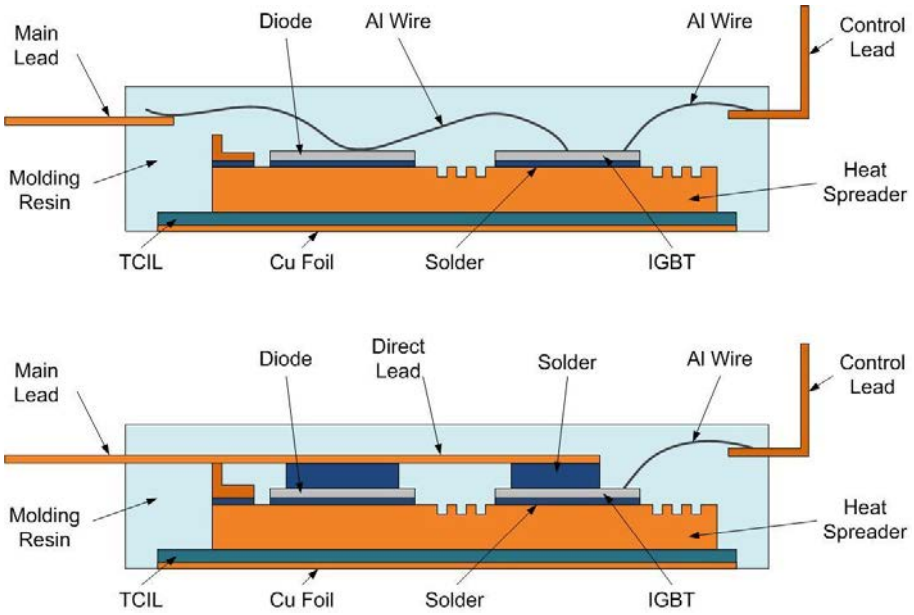
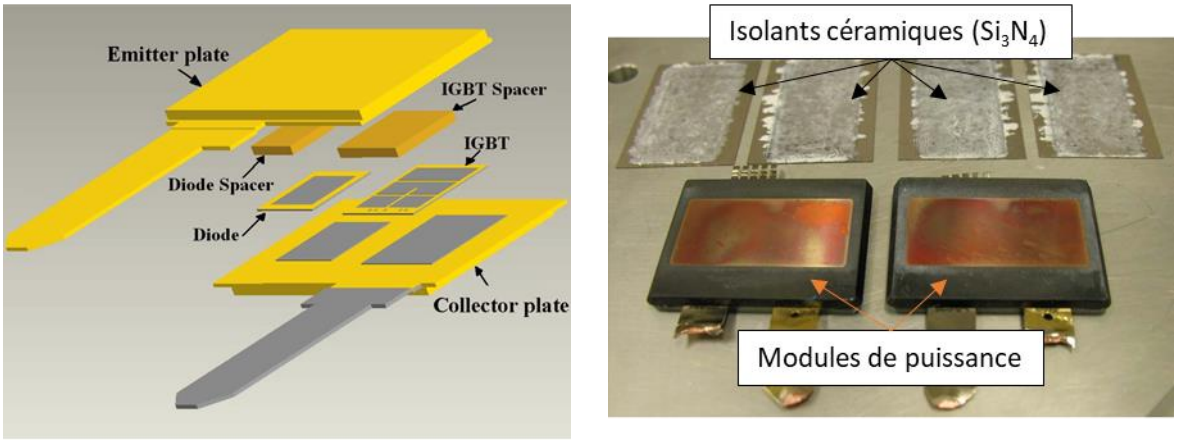


Fig. 1-43 Module de puissance WB (haut) et DLB (bas)

Le DLB, quant à lui, fournit une surface de connexion plus large qui permet de réduire la résistance de contact d'environ 50% [61] et d'améliorer l'uniformité du courant dans la puce semi-conductrice, entraînant une meilleure distribution en température et une impédance thermique plus faible que le module filaire standard [61] [62]. De plus, l'inductance parasite interne pourrait être réduite d'environ 57% par rapport au WB, grâce à l'interconnexion fine et planaire du DLB. Enfin, l'un des avantages les plus importants de ce type d'interconnexion est la possibilité du refroidissement double-face. Mitsubishi ne l'intègre pas pour l'instant sur ses modules à base de DLB, cependant d'autres fabricants proposent déjà cette fonction :

- Le module Bosch avec le module surmoulé CH6560C (présenté plus haut cf. Fig. 1-13 à droite) :
    - 650V/600A ;
    - R_{th} = 0,076°C.W^{-1} ;
    - Interconnexion sans bonding des IGBTs et diodes.
- Le module Toyota avec ses modules Press-pack, équipant sa Lexus LS-600 (Fig. 1-44 ci-dessous) ;



(a) (b)

Fig. 1-44 Vue schématique (a) et photographie (b) de modules Press-pack de la Lexus LS-600h [63]

Si on aborde les aspects sécuritaires « safety » dans la configuration d'une encapsulation de WB par gel silicone, la connexion supérieure joue en général le rôle ultime et dernier secours de fusible, limitant la propagation de la défaillance et les risques de départ de feu du module. Pour ces derniers modules, la valeur dite de I^2T est connue par le calcul du I^2T de chaque fil en régime thermique adiabatique avec un comportement en coupure dépendant fortement des caractéristiques de l'encapsulant, gel ou résine [34] [55].

En remplaçant le gel par une résine d'encapsulation de type époxy, le phénomène de fusion centrale ou de « lift-off » (levé de pied de bonding) des extrémités est limité et un mode de défaut intermédiaire est dû à la limitation en température de la résine époxy. A l'inverse, le DLB devrait montrer de hautes valeurs de I^2T et, par la même occasion, un mode de défaillance de type court-circuit franc comme le montrent déjà certains travaux [55], à condition que la résine employée puisse résister à des températures proches de la fusion du métal. Dans ces cas-là, des éléments d'isolation de type fusible, Pyroswitch ou disjoncteur électronique, doivent être ajoutés ou bien, il faut réserver ce type de module à des topologies permettant le confinement naturel du défaut comme cela sera montré au chapitre 4.

1.7 Déroulement de la thèse

Après ce tour d'horizon détaillé des procédés d'assemblage, on s'aperçoit que, malgré les avancées établies pour chaque brique technologique, toutes ne vont pas forcément dans le sens d'un mode de défaut compatible avec la topologie. Nous avons vu que les puces SiC n'ont pas *a priori* la capacité de refusion nécessaire ou encore que le frittage, bien qu'apportant de nets avantages sur le plan fonctionnel, dégrade le mode de défaillance du composant en cas de défaut.

A contrario, certains designs, couplés intelligemment les uns aux autres, permettent d'atteindre un mode de défaut robuste et stable. En effet, la connexion massive de type clip est apparue avec un mode de défaut que l'on pourrait décrire comme intermédiaire. Néanmoins, les modules comportant cette interconnexion, encapsulés avec de la résine époxy à haute température de transition vitreuse et dont les puces Si sont brasées sur les deux faces, apportent un mode de défaut très proche du court-circuit « parfait ». Cet état stable et proche d'un comportement idéal (court-circuit ou circuit-ouvert) est à privilégier pour adresser des topologies de conversion à structure série ou parallèle tirant profit du mode de défaut du module. La bonne qualité du mode « fail-to-short » intrinsèque obtenu avec l'assemblage DLB double face tend à privilégier la topologie série ou à confinement naturel. Dans tous les autres cas d'assemblage, il sera nécessaire d'isoler le défaut de manière externe ou de concevoir une connectique présentant un point faible, tel un fusible, ou pourvue d'une capacité de sectionnement actif.

C'est autour de ces deux axes de réflexion que s'articule ce mémoire de thèse :

- Dans le chapitre 2, les modules enrésinés WB et DLB (clip Cu), ainsi que des modules WB et ruban encapsulés de gel silicone, sont détruits dans des conditions d'énergie maîtrisées. Ceci a pour but de caractériser leur mode de défaillance, puis de mettre en évidence d'éventuels phénomènes de reformage métallique après apparition du défaut. Les composants enrésinés détruits ont par la suite été envoyés au Thales-CNES Lab pour, dans un premier temps, localiser les défauts par LIT puis par ouverture et, dans un second temps, effectuer une micro-section à travers ceux-ci, afin d'analyser leur formation et leur évolution d'un essai à l'autre, d'une technologie à l'autre. Les modules détruits sont cyclés sur banc, afin d'éprouver la robustesse de leur mode de défaut en fonction de la densité d'énergie qu'ils ont reçue.

- Dans le chapitre 3, l'effet d'étalement thermique du DLB sera évalué en 2D et 3D sous COMSOL Multiphysics et comparé au standard représenté par le WB. A cette fin, les résistances et impédances thermiques des mêmes véhicules tests employés au chapitre précédent, sont mesurées de manière expérimentale mais aussi analysées de manière numérique. D'autre part, les modèles 3D complets réalisés sous Inventor puis exportés sous COMSOL serviront à confronter les deux types d'interconnexion dans les domaines de la thermique (chaleur par effet Joule) mais aussi de l'électromagnétisme (inductance parasite et résistance de connexion, cf. Annexe A). Un pré-design de constrictions fusibles intégrées au DLB sera proposé.

- Enfin, le chapitre 4 traitera des modes de fonctionnement possibles en mode « fail-to-short » pour continuer à utiliser le système avec des performances dégradées ou avec maintien des performances. Ce mémoire s'achèvera par une mise en situation d'un onduleur six bras, dont un bras est défaillant, alimentant pour les besoins de l'expérience une machine asynchrone à rotor bobiné couplée à une machine à courant-continu. Une stratégie de poursuite de la mission est mise en œuvre, testée et éprouvée sur plusieurs jours de fonctionnement continu.

Bibliographie - Chapitre 1

[1] COP21 - CMP11, « Les mots de l'accord », [En ligne], Paris, 2015. http://www.cop21.gouv.fr/les-mots-de-laccord/

[2] GIEC, « Changements climatiques 2014 : Incidences, adaptation et vulnérabilité - Résumé à l'intention des décideurs », GIEC, Genève, Suisse, 2014.

[3] GIEC, « Changements climatiques 2014 : Rapport de synthèse. Contribution des Groupes de travail I, II et III au cinquième Rapport d'évaluation du Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat », Genève, Suisse, 2014.

[4] COP21 - CMP11, « Objectif des 2°C : le résultat de la contribution des États », [En ligne], Paris, 2015. http://www.cop21.gouv.fr/objectif-des-2c-le-resultat-de-la-contribution-des-etats/

[5] F.-X. Dussud, M. Baude, J. Duvernoy, M. Ecoiffier et C. Vailles, [En ligne], 2015. http://www.statistiques.developpement-durable.gouv.fr/fileadmin/documents/Produits_editoriaux/Publications/Datalab/2016/chiffres-cles-du-climat-edition2017-2016-12-05-fr.pdf

[6] « Energie, Air et Climat », [En ligne], Septembre 2015. www.developpement-durable.gouv.fr

[7] IFP Energie Nouvelle, Hybridation et Electrification de la Propulsion Automobile. Rueil-Malmaison: IFP School, 2013.

[8] C. Le Bret, « Power electronics for EV/HEV 2016: market, innovations and trends », Yole Développement, [En ligne], 2016. http://www.yole.fr/iso_upload/Samples/2016/Yole_Power_Electronics_for_EV_HEV_2016_Market_Innovations_and_Trends_Sample.pdf%20http:/www.developpement-durable.gouv.fr/IMG/pdf/Chiffres_cles_du_climat_en_France_et_dans_le_monde_2015.pdf

[9] Audi A3 e-Tron Technical Data, Aud-illustrated, [En ligne], Juin 2014. https://www.google.fr/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=&ved=0ahUKEwjO8KLY1N3RAhUB8RQKHSnLDYUQFggrMAA&url=https%3A%2F%2Faudi-illustrated.com%2Fdownload%2FJaBT2a42O5IE-yMQowqENg%3Flocale%3Den&usg=AFQjCNHj_tc2_mC8d_BVRAGXT1aXILdEpg&sig2=AR1UhyeQ6U93d1Pwow8CcQ

[10] Audi A8 Hybride Technical Data, Audi Mediacenter, [En ligne], Février 2013. https://www.google.fr/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=&ved=0ahUKEwj3oPyM1d3RAhXEvBQKHag8DUAQFghHMAk&url=https%3A%2F%2Faudimediacenter-a.akamaihd.net%2Fsystem%2Fproduction%2Fcar_motorizations%2F109%2Ffile_en%2Fa1c0b486cb67652cd2203e5958c299d5d4b21351%2Fetd_A8_hybrid_155_k.pdf%3F1463043005%26disposition%3Dattachment&usg=AFQjCNGjlEvqVDjFkG3OBRAVzDztF0FV4Q&sig2=BKUnOXA0VU2Y53_mhKbSXw

[11] H. Mettlach, « Development of the Li-Ion battery for the Opel Ampera Extended-Range Electric Vehicle », in 3rd International Congress on Advanced Battery Technology, Wiesbaden, 2010.

[12] Toyota, « Lexus LS 600h Technical Specifications », Toyota UK Media Site, [En ligne]. http://media.toyota.co.uk/wp-content/files_mf/1319282984tech_spec.pdf

[13] Z. Liang, Oak Ridge National Laboratory, « Cross-Industry Reliability: Automotive Power Module Perspective », PV System Symposium, Santa Clara CA, Avril 2013.

[14] Y. Avenas, J.-L. Marchesini et P.-O. Jeannin, « Les puces de puissance forcent boîtiers et modules à évoluer », Electronics, vol. 15, pp. 58-63, Avril 2011.

[15] A. Kolli, « Analyse d'une Architecture de Puissance Dédiée aux Modes Traction-Recharge dans un Véhicule Électrique. Optimisation de la commande et fonctionnement en mode dégradé », Electronics. Université Paris Sud - Paris XI, Thèse , 2013.

[16] C. Buttay, « Modules et boîtiers de puissance (packaging) », Techniques de l'ingénieur, Réf. D3116V1, [En ligne], Mai 2010.
http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/composants-actifs-en-electronique-de-puissance-42245210/modules-et-boitiers-de-puissance-packaging-d3116/

[17] Toyota, « Toyota Develops New Silicon Carbide Power Semiconductor with Higher Efficiency », Toyota Global Newsroom, [En ligne], Mai 2014.
http://newsroom.toyota.co.jp/en/detail/2656842

[18] Toyota, « Toyota to Trial New SiC Power Semiconductor Technology », Toyota Global Newsroom, [En ligne], Janvier 2015.
http://newsroom.toyota.co.jp/en/detail/5692153

[19] « New DSC Method to Check Quality of Soldering », [En ligne], Octobre 2017.
https://www.mt.com/de/en/home/supportive_content/press-releases/New_DSC_Soldering.html

[20] Semikron, « Thermal Interface Materials », [En ligne], Octobre 2017.
https://www.semikron.com/service-support/thermal-interface-materials.html

[21] « Heraeus to present at the SMT Hybrid Packaging 2014", [En ligne], Octobre 2017.
https://www.powersystemsdesign.com/articles/heraeus-to-present-at-the-smt-hybrid-packaging-2014/21/6881

[22] B. Linke, « Understanding Flip-Chip and Chip-Scale Package Technologies and Their Applications », [En ligne], April 18, 2007.
https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4002

[23] C. Buttay, « Le Packaging en électronique de puissance », Sciences de l'ingénieur [physics], INSA de Lyon, 2015, [En ligne].
https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01267363/document

[24] Chang Way Industries, « Leadframe », [En ligne], Octobre 2017.
http://www.changway.com/en/pr/Product-200964122930_4.html

[25] Miqam, « Pin Fin Base Plate », [En ligne], Octobre 2017.
http://www.al-sic.com/en/products-img.aspx?id=2

[26] M. Berger, « Cooling computer chips with interface-enhanced carbon nanotubes, January 13, 2012, [En ligne].
https://www.nanowerk.com/spotlight/spotid=23962.php

[27] Wacker, « High-Performance Transparent Silicone Gel for the Encapsulation of Electronic Components », PCIM Asia 2014, June 16, 2014, Shanghai, China, [En ligne].
https://www.wacker.com/cms/en/china/china_press/china_press_detail_51904.jsp

[28] J. Azémar and P. Gueguen, « Power Electronics Overview : What are the markets and trends ? », Yole Développement, 2015.

[29] Z. Liang, F. Wang, P. Ning and L. Marlino, « Power Module Packaging with Double Sided Planar Interconnection and Heat Exchanger », Oak Ridge National Laboratory Power Electronics Symposium, July 2011.

[30] ISO. (2011, Novembre) Normes ISO. [En ligne]. http://www.iso.org/fr/standard/43464.html

[31] F. Richardeau et A. Gaillard, « Modes de défauts principaux et principes de sécurisation de l'onduleur de tension », Techniques de l'Ingénieur, Réf.D3179, [En ligne], 2017. http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/convertisseurs-electriques-et-applications-42253210/modes-de-defauts-principaux-et-principes-de-securisation-de-l-onduleur-de-tension-d3179/

[32] Z. Xu and F. Wang, « Experimental investigation of Si IGBT short circuit capability at 200°C », Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 27e Conférence Annuelle IEEE, vol., no., pp.162-168, 5-9 February 2012, DOI: 10.1109 /APEC.2012.6165814.

[33] R. S. Chokhawala, J. Catt and L. Kiraly, « A discussion on IGBT short-circuit behavior and fault protection schemes », Industry Applications, IEEE Transactions, vol.31, no.2, pp.256-263, Mar/Apr 1995. DOI: 10.1109/28.370271.

[34] Z. Dou, « Sûreté de fonctionnement des convertisseurs. Nouvelles structures redondances pour onduleurs sécurisés à tolérance de pannes », ENSEEIHT, Université de Toulouse Paul-Sabatier, Toulouse, Thèse 2011.

[35] F. Breit, « Contribution a l'intégration hybride de puissance : étude de l'environnement diélectrique des semiconducteurs », Thèse de doctorat de l'Université Paul Sabatier, Toulouse, Juin 2003.

[36] T. Ebke, A. Khaddour and D. Peier, « Degradation of Silicone Gel by Partial Discharges Due To Different Effects », Dielectric Materials, Measurements and Applications, 8th International Conference on IEEE Conf. Publ. No. 473, 2000.

[37] F. Richardeau, Z. Dou, J.-M. Blaquiere, E. Sarraute, D. Flumian and F. Mosser, « Complete Short Failure-Mode Properties and Comparison Based on IGBT Standard Packaging. Application to New Fault-Tolerant Inverter and Interleaved Chopper with Reduced Parts Count », 14th European Conference on Power Electronics and Applications Conference, Birmingham, UK, 2011.

[38] C. Le Coz, « Packaging Plastique », Techniques de l'Ingénieur, Réf.E3405, [En ligne], Mai 2009. http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/electronique-photonique-th13/cartes-electroniques-technologies-et-conception-42287210/packaging-plastique-e3405/

[39] S. Murali and N. Srikanth, « Acid Decapsulation of Epoxy Molded IC Packages with Copper Wire Bonds », IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing, vol. 29, No. 3, pp. 179 – 183, July 2009.

[40] J. M. Hurley, « Estimating the Engineering Properties of Electronic Packaging Materials », IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, vol. 31, No. 2, pp.417 – 424, June 2008.

[41] R. Beard, « Evolution of a High-Reliability Molded Dip », Reliability Physics Symposium, 10th Annual, pp. 179 – 183.

[42] I. Imrie, E. Wisotzki, O. Zschieschang and A. Laschek-Enderslxys, « 650V XPT-IGBT in SMPD », Bodo's Power Systems, pp. 20 – 23, April 2011.

[43] M. Gleissner and M.-M. Bakran, « Failure Characteristics of Discrete Power Semiconductor Packages Exceeding Electrical Specifications », 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 26-28 August 2014, DOI: 10.1109/EPE.2014.6910743.

[44] I. Yaqub, J. Li and C.-M. Johnson, « Dependence of overcurrent failure modes of IGBT modules on interconnect technologies », Microelectronics Reliability, Vol. 55, Issue 12, Part 1, pp. 2596-2605, December 2015.

[45] F. Wakeman, W. Findlay and G. Li, « Press-pack IGBTs, semiconductor switches for pulse power », Digest of Technical Papers Pulsed Power Plasma Science, PPPS-2001, IEEE, 17-22 June 2001, DOI: 10.1109/PPPS.2001.1001724.

[46] F. Wakeman, K. Billet, R. Irons and M. Evans, « Electromechanical characteristics of a bondless pressure contact IGBT », 14th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '99), 14-18 March 1999, DOI: 10.1109/APEC.1999.749659.

[47] F. Wakeman, J. Pitman and S. Steinhoff, « Long term short-circuit stability in Press-pack IGBTs », 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016.

[48] F. Wakeman, D. Hemmings, W. Findlay and G. Lockwood, « Pressure contact IGBT testing for reliability », PCIM, Nuremberg Germany, 2000.

[49] S. Eicher, M. Rahimo, E. Tsyplakov, D. Schneider, A. Kopta, U. Schlapbach and E. Carroll, « 4.5kV Press Pack IGBT Designed for Ruggedness and Reliability », Industry Applications Conference, 39th IAS Annual Meeting, Conference Record of the 2004 IEEE, 3-7 October 2004, DOI: 10.1109/IAS.2004.1348674.

[50] G. Flury, B. Gollentz and C. Conilh, « Fault-tolerant inverter for subsea applications », 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '09, Barcelona, 8-10 September 2009, INSPEC Accession Number: 10939761.

[51] Semikron, « Standard module and a SKiN power module », [En ligne], Octobre 2017. https://www.semikron.com/innovation-technology/construction-and-connection-technology/skin-technology.html

[52] S. Gunturi and D. Schneider, « On the Operation of a Press Pack IGBT Module Under Short Circuit Conditions », IEEE Transactions on Advanced Packaging (Volume: 29, Issue: 3, Aug. 2006), DOI: 10.1109/TADVP.2006.875090.

[53] B. Eckardt, « Cool Systems with SiC and GaN », Fraunhofer Institute of Integrated Systems and Device Technology.

[54] J. Li, I. Yaqub and C.-M. Johnson, « Selection of materials for IGBT modules to achieve stable short circuit failure behaviour », Proceedings of PCIM Asia 2016, International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 28-30 June 2016, ISBN: 978-3-8007-4227-1.

[55] Pr. M. Johnson, A. Castellazzi et al., The University of Nottingham, « Trends and Challenges in Power Electronic Packaging »,

https://www.pes.ee.ethz.ch/uploads/tx_ethpublications/05_Johnson_Power_Electronics_Packaging_Trends_and_Challenges.pdf

[56] I. Yaqub, « Investigation Into Stable Failure To Short Circuit In IGBT Power Modules », Université de Nottingham, Thèse, 2015.

[57] G. Regnat, P.-O. Jeanin, J. Ewanchuk, D. Frey, S. Mollov et J.-P. Ferrieux, « Packaging 3D pour MOSFET en carbure de silicium », Symposium de Génie Electrique (SGE 2016) : EF-EPF-MGE 2016, 7-9 Juin 2016, Grenoble, France.

[58] C.-A. Manier, H. Oppermann, L. Dietrich, C. Ehrhardt, Z. Sarkany, M. Rencz, B. Wunderle, W. Maurer, R. Mitova and K.-D. Lang, « Packaging and Characterisation of Silicon and SiC-based Power Inverter Module with Double Sided Cooling », PCIM Europe 2016, 10-12 May 2016, Nuremberg, Allemagne.

[59] M. Gleissner, M.-M. Bakran and J. Marcinkowski, « First Fault-Resilient High Power 5-Level Flying Capacitor DC-DC Converter with Ideal Short-On Failure IGBT Modules », PCIM Europe 2015; Proceedings of International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 19-20 May 2015, ISBN: 978-3-8007-3924-0.

[60] M. Gleissner and M.-M. Bakran, « Fault-Tolerant B6-B4 Inverter Reconfiguration with Fuses and Ideal Short-On Failure IGBT Modules », PCIM Europe 2016, 10-12 May 2016, Nuremberg, Germany.

[61] T. Ueda et al., « Simple, Compact, Robust and High-performance Power module T-PM (Transfer-molded Power Module) », Proceedings of The 22nd International Symposium on Power Semiconductor Devices & ICs, pp. 47-50, Août 2010.

[62] H.-R. Chang, J. Bu, G. Kong and R. Labayen, « 300A 650V 70 µm Thin IGBTs with Double-Sided Cooling », IEEE 23rd International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), pp. 320-323, Septembre 2011.

[63] T. A. Burress et al., Oak Ridge National Laboratory, « Evaluation of the 2008 Lexus LS 600h Hybrid synergy drive system », January 2009, [En ligne].
https://www.osti.gov/scitech/servlets/purl/947393

Chapitre 2

CARACTERISATION DES MODES DE DEFAILLANCE D'UN MODULE A INTERCONNEXION CLIP (DLB), FILS ET RUBAN POUR APPLICATION AUTOMOBILE HYBRIDE

L'interconnexion DLB promet un certain nombre d'avantages, en comparaison du standard actuel WB : une résistance de connexion plus faible, une inductance parasite plus faible également, une meilleure répartition des lignes de courant sur la puce et donc une chaleur mieux répartie, et parfois un refroidissement double face. Néanmoins, en cas de défaut extrême, l'absence d'effet fusible naturel, bien qu'imparfait, présent dans le WB amène à repenser les stratégies sécurisées à tolérance de panne dans les applications critiques.

En effet, les convertisseurs de puissance à base de module WB en gel reposent sur son effet intrinsèque de fusible, afin d'isoler le défaut et protéger les équipements de manière naturelle et ce, sans avoir besoin de rajouter d'éléments auxiliaires de sécurité (fusibles, sectionneurs pyrotechniques ou disjoncteurs électroniques SSPC, etc.). On appelle ce mode de retrait « ultime fail-to-open ». Concernant les modules DLB enrésinés, leur mode de défaillance n'était pas ou peu connu au début de ces travaux de thèse [1] [2] en particulier en présence d'un encapsulant résine. La question suivante avait donc été posée : le DLB présente-t-il un mode de défaut de type « fail-to-short » et une meilleure tenue en surintensité que le WB ?

Dans cette optique, les premiers travaux de cette thèse ont eu pour but de caractériser le mode de défaillance des modules DLB et de le comparer à celui des modules WB. En voici les étapes principales pour les deux technologies :

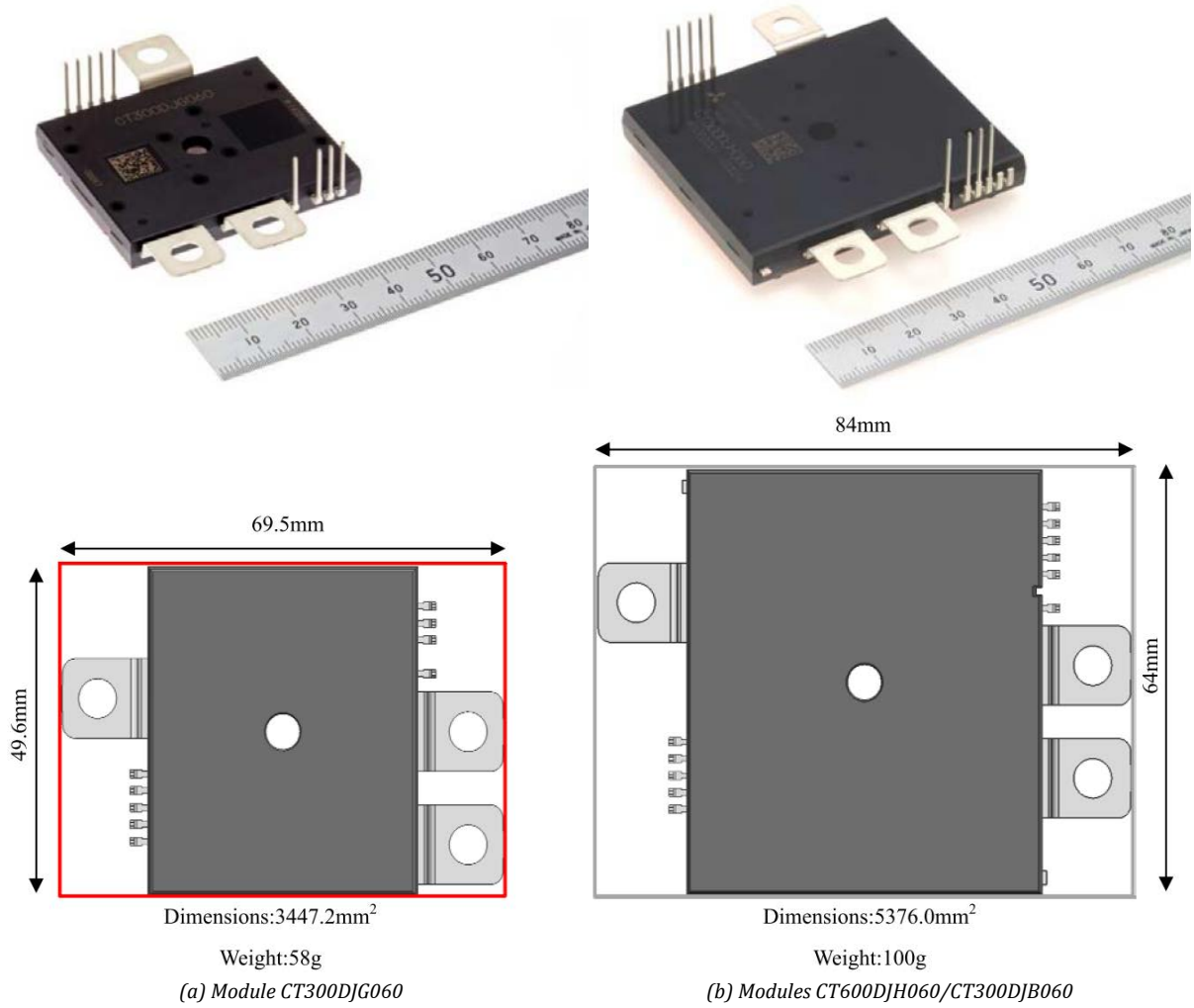
- Essais destructifs des puces en environnement contrôlé (énergie injectée maîtrisée) en court-circuit de type 1 ;
- Mesures des énergies critiques, des énergies dissipées et des valeurs d'I^2T pour les deux technologies ;
- Mesures post-défaillance des résistances de court-circuit (de défaut) des puces détruites ;
- Essais de reformage métallique sur puces préalablement détruites ;
- Localisation et analyse du défaut (perçage métallique) ;
- Tests d'endurance DC des résistances de défaut sur banc (les tests d'endurance fonctionnelle sur onduleur seront présentés au chapitre 4).

PARTIE A

2.1 Description détaillée du module HT

Comme expliqué précédemment, le type de module d'électronique de puissance qui nous intéresse est doté d'une interconnexion dont les puces sont brasées ou frittées, le tout encapsulé avec de la résine époxy. Nous nous sommes donc tournés vers la technologie non seulement adéquate mais aussi et surtout disponible dans le commerce : le DLB.

Dans l'optique de comparer le DLB au standard qu'est le WB, nous nous sommes aussi procurés des modules à interconnexion filaire mais équivalents en termes d'assemblage. Voici donc les modules de puissance, conçus et imaginés pour l'application HT automobile par Mitsubishi Electric, présentés ci-dessous et Fig. 1-43.



(a) Module CT300DJG060 *(b) Modules CT600DJH060/CT300DJB060*

Fig. 2-1 Modèles étudiés pendant la thèse : CT300DJG060 (DLB - 2013) (a) ; CT600DJH060 (DLB - 2012) et CT300DJB060 (WB - 2003) (b) [1] [4]

Ces assemblages jouissent tous trois d'une technique d'encapsulation dite Transfer Molded Package (T-PM pour Transfer Molded Power Module) renfermant un empilement vertical de différentes couches.

Dans ces modules DLB, l'IGBT et la diode sont brasés au dissipateur thermique épais en face arrière, lui-même isolé électriquement par une fine intercalaire céramique appelée TCIL, l'évacuation de la chaleur opérant également au travers d'une fine semelle de cuivre. La face avant des puces est quant à elle rattachée, via la méthode du « flip-chip », au connecteur en cuivre épais d'environ 640µm, grâce à un joint de brasure classique SAC, très épais lui aussi (550µm).

Rappelons que, comparativement au WB, le DLB apporte une surface de connexion plus large et permet ainsi de réduire la résistance de contact d'environ 50% [4], d'améliorer la distribution du courant dans le semi-conducteur et donc, la répartition de chaleur ainsi que l'impédance thermique (Z_{th}). De plus, le DLB réduirait l'inductance interne d'environ 57% [4] par rapport au WB et donc les pertes par commutation au blocage. Son avantage réside aussi et surtout, dans la simplification du process de connexion supérieure, conduisant à un gain en productivité de fabrication en grand volume avec, sur le principe, un brasage simultané des connexions supérieure et inférieure. Cependant, le coût matière des pièces en cuivre rend le DLB plus onéreux que le standard filaire, le clip Al ou colaminé Al-Cu n'étant pas commercialisé à notre connaissance à ce niveau de puissance. Notons que la technologie ruban aluminium étudiée en fin de chapitre s'en rapproche sur le principe. Au sujet de la sûreté de fonctionnement, les modules de puissance WB encapsulés avec du gel démontrent un faible I^2T (capacité de tenue au courant de court-circuit), procurent un effet fusible naturel (mode circuit-ouvert) aux énergies de défaut typiques et disposent d'une propension au « lift-off » très dépendante de la soudure des pieds de bonding, du gel ou de la résine utilisée. En remplaçant le gel avec de la résine époxy fortement chargée en silicium (10 à 30%) ou en alumine à l'image de l'encapsulant du module Bosch-Infineon MH6560C (cf. Fig. 2-2), on devrait obtenir un mode de défaut intermédiaire, avec cependant une probable limitation thermique introduite par la résine dans le voisinage de la zone de défaut de la puce.

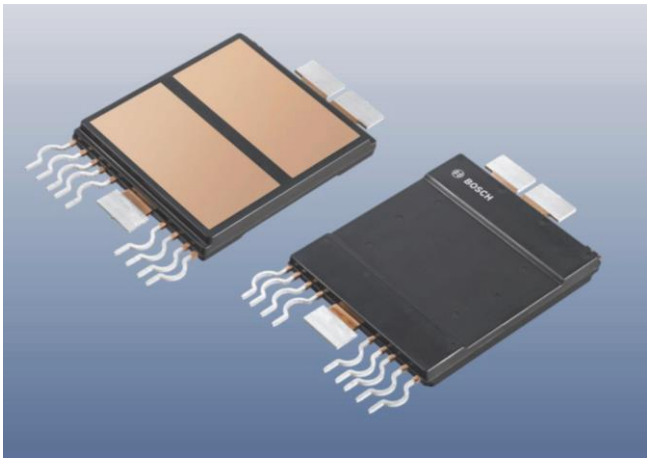


Fig. 2-2 Module de puissance BOSCH-Infineon MH6560C 600A/650V

Par opposition, le DLB est susceptible de conférer une forte tenue à la surintensité et donc un mode de défaut proche du court-circuit aux énergies de défauts typiques avec un stress thermique moins fort sur la résine de par l'effet diffuseur du DLB dans la région de défaut. Une résine compacte est susceptible également de limiter l'amplitude des déformations du clip épais sur cycles thermiques et de contribuer à compenser les dissymétries mécaniques de l'assemblage pour réduire les contraintes de cisaillements dans les zones de brasure de la puce.

2.2 Présentation de la plateforme d'expérimentation

2.2.1 Caractéristiques techniques et fonctionnelles de la plateforme de test

Afin, de mettre en évidence les modes de défaut de chaque module, de mesurer les énergies critiques et de transition entre circuit-ouvert et court-circuit, nous avons adapté un banc de court-circuit comprenant un pack de condensateurs en parallèle modulable afin de modifier la quantité d'énergie qui va transiter à travers la puce testée et la détruire. Dans cette configuration, une fois la précharge effectuée, un signal de commande permanent est envoyé sur la grille du DUT (Device Under Test). Etant donné que l'autre puce est court-circuitée grâce à une barrette en cuivre, cela a pour conséquence de provoquer un court-circuit de type 1 (cf. Fig. 2-3 ci-dessous).

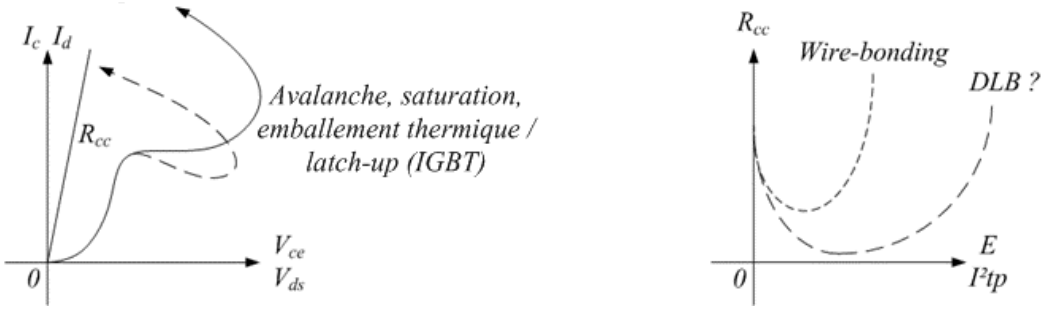


Fig. 2-3 Passage d'un transistor sain à un court-circuit (type 1) (a) ; tendances R_{cc} vs. Energie/I^2T attendues pour le WB et le DLB (b)

En paramétrant la tension de sortie de l'alimentation DC et en ajoutant ou en retirant un ou plusieurs condensateurs, il est possible de contrôler la quantité d'énergie totale stockée dans le pack, en amont de la cellule de test. Exceptions faites des pertes dans le busbar et au sein même des condensateurs, cette même énergie traversera la puce sous test jusqu'à sa destruction. Un condensateur film placé au plus près du module permet de compenser partiellement l'inductance parasite du busbar dans la zone d'accès entre la partie inférieure et la partie supérieure du banc.

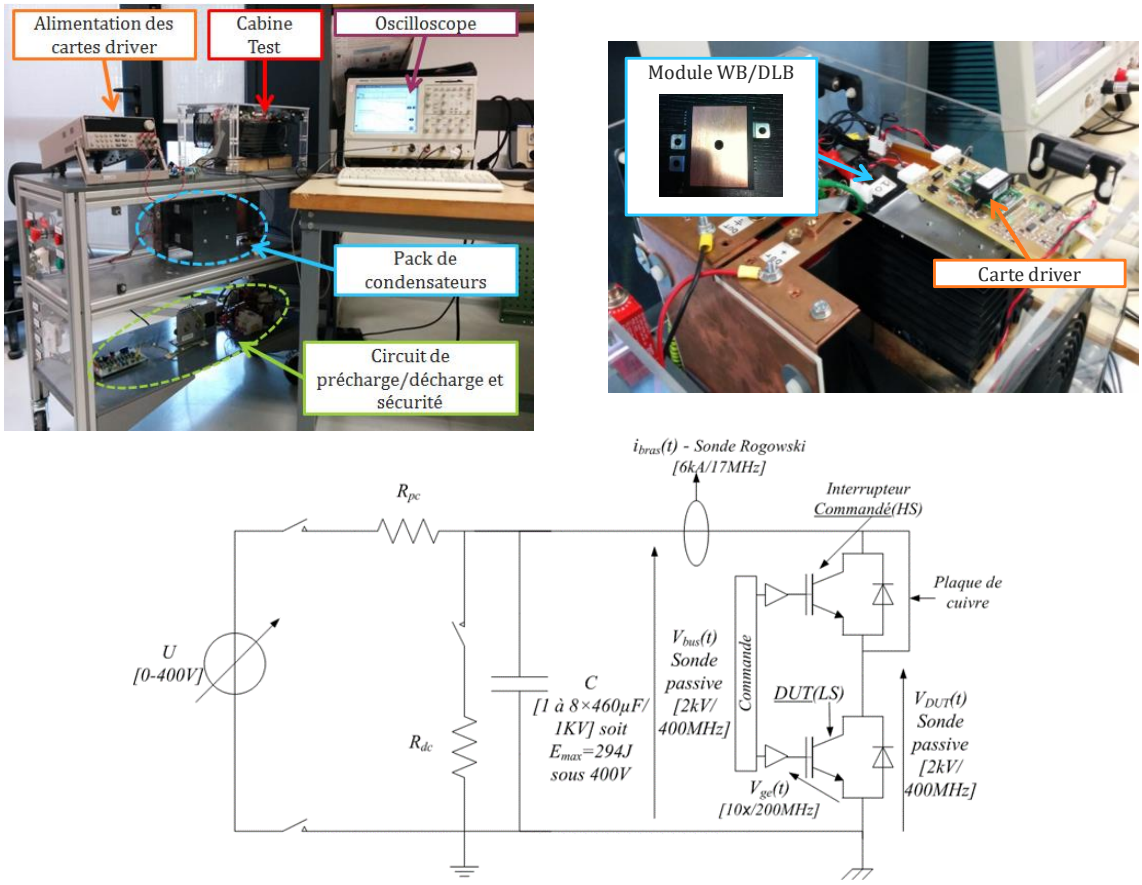


Fig. 2-4 Présentation du banc de court-circuit (haut) et son schéma équivalent électrique (bas)

Paramètres : $V_{DC\ max}$ = 600V, $E_{max\ stockée}$ = 745J
Paramètres du banc sans le condensateur de découplage au plus près du module :
ESR = 678µΩ, ESL = 120nH, I_{max} = 33kA, I^2T_{max} = 32kA^2.s

A l'issue de chaque essai, les quantités d'énergies totale et destructive ainsi que la valeur en I^2T sont mesurées à l'aide d'un oscilloscope, d'une sonde passive HT compensée et de la sonde active de courant dont l'offset sera préalablement et obligatoirement compensé numériquement. Les dynamiques temporelles étant de plusieurs dizaines de microsecondes, les temps de propagation au niveau des sondes et des câbles sont négligeables à l'échelle de la durée du phénomène étudié.

Après destruction du transistor, la résistance de défaut pour chaque essai a été mesurée et mise en vis-à-vis de la quantité d'énergie totale ayant traversé la puce (mesurée à ses bornes), afin de mettre en évidence son évolution depuis de très faibles jusqu'à de très fortes quantités d'énergie.

2.2.2 Mécaniques principales de défaillance des modules de puissance

La Fig. 2-5 montre de manière très schématique, dans le cas d'une association entre une puce IGBT et une puce diode en antiparallèle (interrupteur T_1), le passage des caractéristiques fonctionnelles à l'état défaillant. Ce passage est causé, soit par un fonctionnement prolongé de l'IGBT en mode de saturation de courant amenant l'emballement thermique, la fusion puis le perçage métallique de la puce IGBT seule (mode (1) associé à $R_{déf1}$) [5], soit par un état d'avalanche de l'IGBT ou de la diode, suivi du claquage de la puce concernée (mode (2) associé à $R_{déf2}$) [6]. Quelques références de la bibliographie, dont [7], viennent détailler cette modélisation dans laquelle ce « passage » fait intervenir une énergie critique de destruction (E_{c1} pour le mode (1) et E_{c2} pour le mode (2)). Quelles que soient l'origine de la défaillance et la puce impliquée, l'interrupteur T_1 est dans l'impossibilité de tenir une tension à ses bornes et la propagation du défaut au circuit environnant est inéluctable : défaillance en cascade de T_2, mise en court-circuit de la source de tension aux bornes de la cellule. Un tel scénario est illustré en Fig. 2-6 et peut être résumé par quatre phases de fonctionnement extrêmes :

- Séq. 1 : état de saturation en courant d'une puce (court-circuit de type 2) ou des deux puces (court-circuit de type 1) de manière séquencée, jusqu'à la destruction des deux puces et la perte de contrôle du courant : la durée de cette séquence, T_{CC}, est déduite de la relation Eq. 2-1 donnant le lien entre la contrainte thermique subie par la ou les puces et la température maximale d'utilisation jusqu'à l'emballement thermique (MOSFET et IGBT). Les durées typiques vont de quelques microsecondes à quelques dizaines de microsecondes par puce en fonction de la structure des composants semi-conducteurs et de la nature du matériau (Si ou SiC) [8]. La contrainte thermique est ici évaluée sur une seule puce et selon une hypothèse d'accumulation totale de chaleur, i.e. en régime adiabatique. En première approche, la condition de validité de Eq. 2-1 est donc : $T_{CC} << \tau_{puce}$ (constante de temps thermique de la puce) [9], cette formulation se prête à des structures de puce mettant en jeu un effet « punch-through » où le champ électrique et la densité volumique de pertes s'étalent sur une grande partie de l'épaisseur de la zone de tenue en tension. Dans le cas contraire, d'autres formulations sont à proposer.

- Séq. 2 : apparition fréquente d'un phénomène de « latch-up » (IGBT) amenant la mise en court-circuit faiblement ohmique de la maille de commutation sous tension de bus en court-circuit du bras puis la fusion et le perçage métallique des puces. Cette phase est de durée très courte par rapport à la séquence 1 car le di/dt mis en jeu n'est limité que par l'inductance de la maille de commutation (généralement < 100nH). La durée de cette phase est déduite de la relation Eq. 2-2 donnant la limite énergétique normalisée de pré-arc des fils de connexion puce-boîtier en régime thermique adiabatique [10].

- Séq. 3 : fusion de l'interconnexion filaire des puces par rapport à leur boîtier. Le courant de court-circuit atteint typiquement plusieurs kA en moyenne tension (< 600V) et plusieurs dizaines de kA pour des tensions supérieures.

- Séq. 4 : suite à la fusion et en présence d'une tension d'alimentation suffisante permettant l'ionisation du milieu environnant à l'interconnexion, apparition d'un plasma d'arc, d'un dégagement gazeux, d'une fissuration de l'encapsulant avec risque d'explosion, de projection d'éléments de fils en fusion et reprise d'arc éventuelle selon le mode d'endommagement du boîtier [11].

A l'issue de cet enchaînement, s'agissant d'un onduleur à topologie standard à deux niveaux de tension, la charge sera partiellement en court-circuit et le scénario est rapidement intolérable pour la source et la charge. Des fonctionnalités de protection seront indispensables

pour cette topologie. Seules les topologies multicellulaires mettant en jeu une imbrication en série ou une connexion différentielle des cellules auront la capacité de confiner le défaut initial et d'éviter sa propagation.

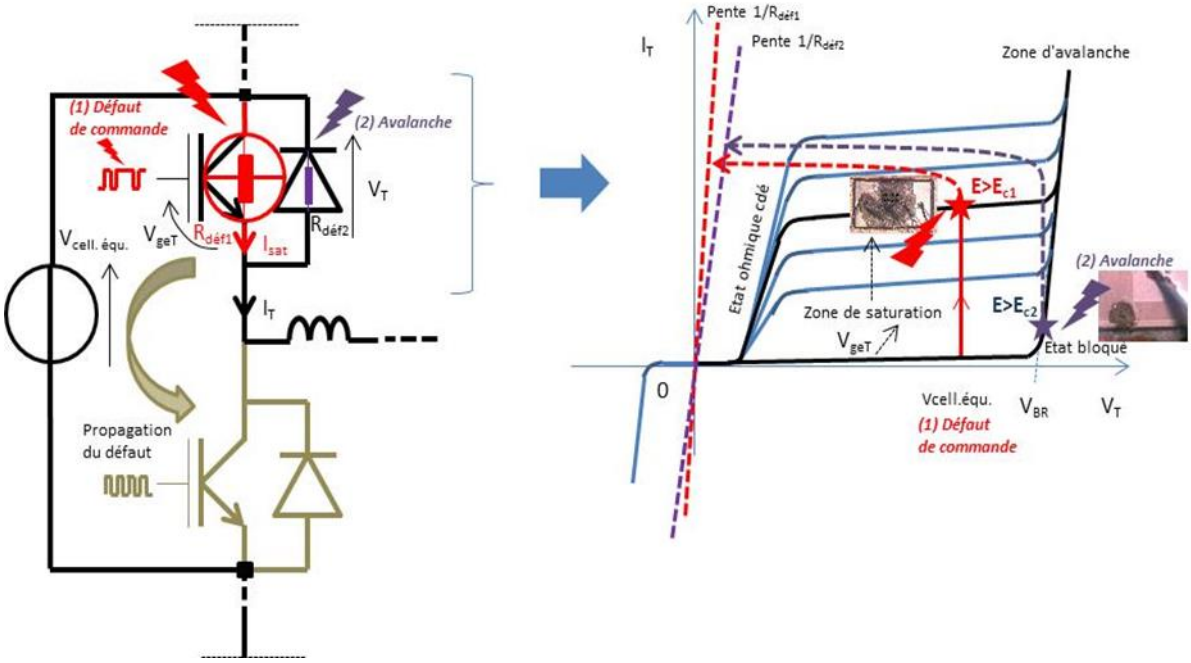


Fig. 2-5 Représentation schématique "introductive" du passage entre des caractéristiques fonctionnelles et le mode de défaut usuel d'un interrupteur de puissance dans un onduleur composé d'un transistor IGBT et d'une diode [31]

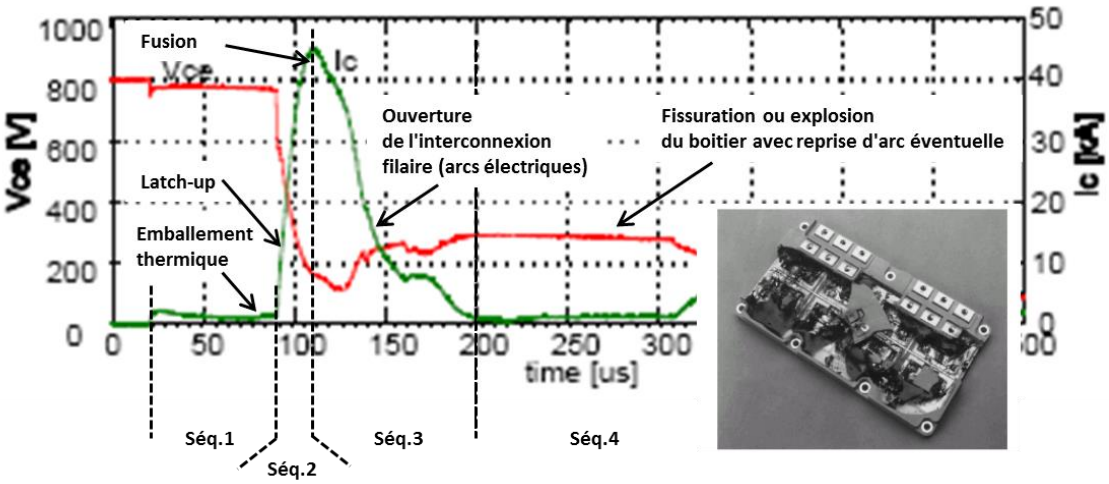


Fig. 2-6 Illustration des séquences de fonctionnement en régime extrême sur court-circuit interne d'un bras d'onduleur (court-circuit de type 1 et de type 2) [31]

Séq. 1 : Saturation en courant et défaillance en cascade des transistors T_1 et T_2 ;
Séq. 2 : Destruction des puces et mise en court-circuit du bras ;
Séq. 3 : Destruction de l'interconnexion interne du boîtier $I^2T_{CC} > I^2T_{connexion}$;
Séq. 4 : Fissure de l'encapsulant du module avec risque d'explosion du boîtier.

$$\theta j_{SC} \cong \theta j_n + \frac{\int_0^{T_{cc}} V_{CE}.I_C dt}{\mu C_p (S_{puce}.e_{puce})} \qquad \textit{Eq. 2-1}$$

Avec :

- θj_{SC} : température de jonction en fin de séquence de saturation de durée T_{cc} ;
- θj_n : température de jonction en début de phase de saturation ;
- V_{CE} : tension aux bornes ;
- I_C : courant de saturation ;
- μ : densité du matériau semi-conducteur ;
- C_p : chaleur massique du matériau semi-conducteur ;
- S_{puce} : surface active de la puce ;
- e_{puce} : épaisseur de la puce.

$$I^2T_{WB} \cong N_{WB}^2 \frac{\mu C_p S_{WB}^2}{\rho_{ref}\alpha} \ln \frac{1+\alpha(\theta_{fusion}-\theta_{ref})}{1+\alpha(\theta_{init}-\theta_{ref})} \qquad \textit{Eq. 2-2}$$

Avec :

- I^2T_{WB} : énergie de pré-arc normalisée (par unité d'ohm) des fils de connexion (WB) ;
- N_{WB} : nombre de fils de connexion en parallèle ;
- μ : densité du matériau des fils de connexion ;
- C_p : chaleur massique du matériau des fils de connexion ;
- S_{WB} : section des fils de connexion ;
- ρ_{ref} : résistivité électrique du matériau des fils de connexion ;
- α : coefficient de sensibilité thermique du matériau ;
- θ_{fusion} : température de fusion du matériau ;
- θ_{init} : température initiale du fil avant le court-circuit ;
- θ_{ref} : température de référence pour laquelle la résistivité ρ est définie.

2.2.3 Modes opératoires et caractérisations électriques des modules de puissance

Afin d'illustrer les propos précédents sur les mécanismes de défaillance d'un transistor en court-circuit de type 1, voici en Fig. 2-7 le schéma de câblage du banc et Fig. 2-8 les formes d'ondes relevées suite à un essai destructif d'un bras complet d'un module WB (soit les deux puces en même temps).

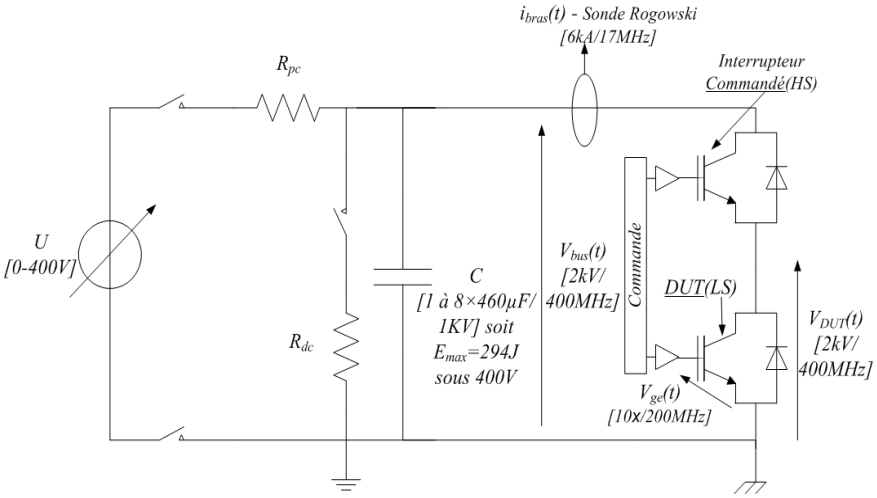


Fig. 2-7 Présentation du banc dans sa configuration initiale : court-circuit du bras complet par la commande

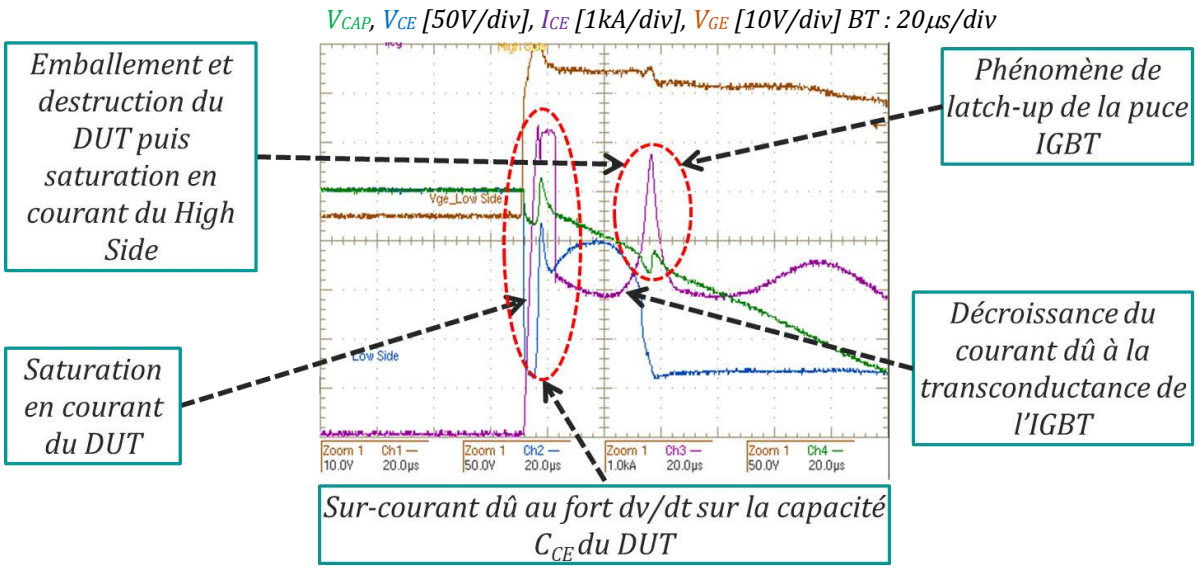


Fig. 2-8 Formes d'ondes d'une destruction de module WB sous 200V/4x460µF à faible énergie (E_{crit} = 13,6J). Description des étapes précédant la destruction du transistor

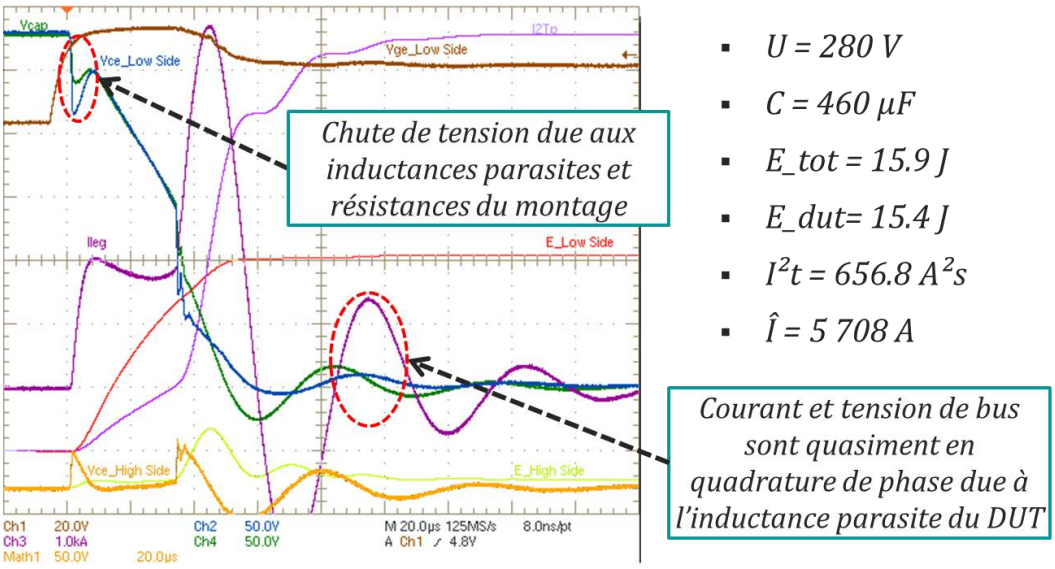
Dès réception de l'ordre de commande « fautif », la puce T_1, dont la tension de grille a été artificiellement abaissée par rapport à son homologue (V_{GE} T_1 < V_{GE} T_2), entre en saturation la première après un transitoire de tension V_{CE} T_1 dû à la valeur élevée de l'inductance de la maille de commutation du banc dans cette configuration. Le dv/dt positif en deuxième partie de transitoire vient sur-saturer l'IGBT T_1, visible par un pic sur sa tension de grille. En régime établi de saturation, c'est tout le processus décrit plus haut qui s'enclenche, entraînant la destruction de l'IGBT T_1. On relèvera notamment l'emballement thermique de la puce T_1, sa destruction visible par un abaissement brutal de la tension à ses bornes mais présentant une chute de tension résiduelle importante. Le régime de saturation en courant est reporté sur T_2, ce dernier finit le

processus en mode ohmique en raison d'une tension insuffisante aux bornes des condensateurs de la batterie et d'une énergie trop réduite.

C'est justement dans le but d'éviter la propagation du défaut, lorsque les mesures sont effectuées sur un seul IGBT, qu'une plaque de cuivre court-circuitant l'IGBT à protéger a été ajoutée. Cette astuce permet également de dédoubler le nombre d'essais potentiels (un module = deux mesures) et le nombre de résultats générés.

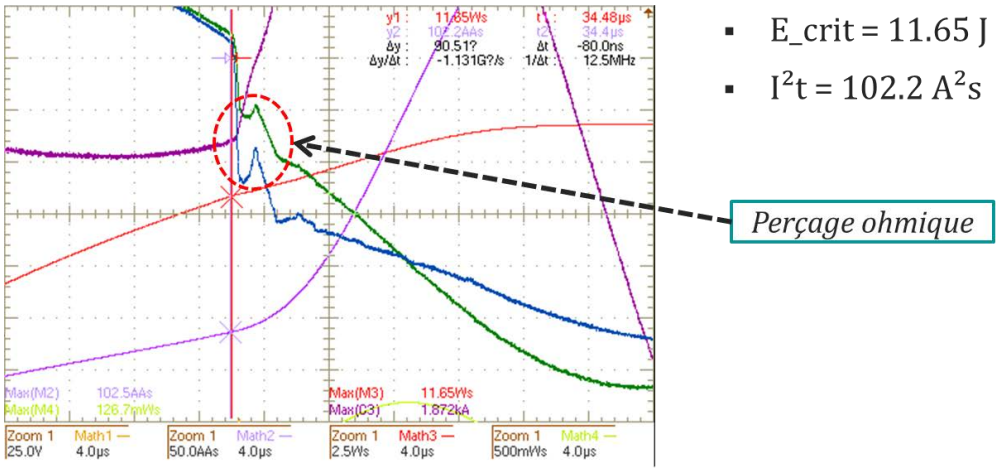
De la sorte, les formes d'ondes obtenues lors de tous nos essais se rapprochent globalement de celles expliquées ci-après.

V_{CE}, V_{CAP} [50V/div], I_{CE} [1kA/div], V_{GE} [20V/div]



(a)

V_{CE}, V_{CAP} [25V/div]



(b)

Fig. 2-9 Formes d'ondes d'une destruction de l'IGBT Low-Side (LS) du module DJB N°2 sous 280V/460µF à faible énergie (E_{crit} = 15,4J) (a) ; zoom sur l'instant du claquage (b). Description des étapes précédant la destruction du transistor

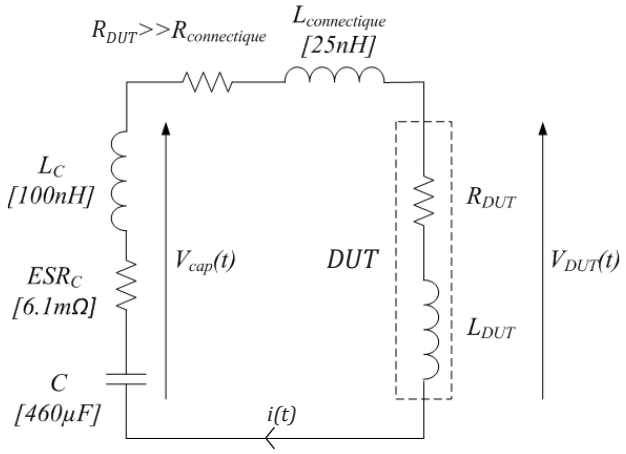


Fig. 2-10 Schéma équivalent électrique du banc d'essai auquel est connecté le DUT après destruction

La première chute de tension constatée aux bornes du pack de condensateur (V_{CAP}) résulte de sa résistance interne (~6mΩ) et de son inductance parasite (~100nH). La tension collecteur-émetteur de l'IGBT (V_{CE}/V_{DUT}) chute pour les mêmes raisons avec, en plus, l'impact des inductances et résistances parasites de la connectique entre le condensateur de découplage et le DUT lui-même (soit le busbar et la plaque de cuivre de court-circuit). Il apparaît à l'impédance-mètre HIOKI 3532-50 que l'inductance totale de la maille de commutation se monte à 124,7nH : soit une inductance parasite de connectique d'environ 24,7nH.

Après saturation et emballement de la puce IGBT détruite, la tension aux bornes du condensateur V_{CAP} de découplage se trouve en quasi-quadrature avec le courant I_{CE}, son inductance interne induisant un retard sur le courant. Tandis que côté DUT, V_{DUT} et I_{CE} sont presque en phase traduisant le caractère résistif du pont métallique créé avec, là aussi, son inductance introduisant un léger déphasage arrière du courant par rapport à la tension aux bornes. Ces observations et mesures permettent d'établir le schéma électrique équivalent de la maille de court-circuit post-défaut (cf. Fig. 2-10).

2.3 Caractérisation des résistances de court-circuit des modules Mitsubishi en régime extrême rapide moyenne tension

2.3.1 Distribution de la résistance de court-circuit en fonction de l'énergie dissipée et du I^2T

Une fois les puces détruites, les résistances de défaut sont mesurées et certaines sont contraintes via un courant continu progressif, dans le but de mettre en lumière un phénomène de reformage métallique éventuel (refusion de la zone de perçage et diminution de la résistance de défaut telle une soudure électrique).

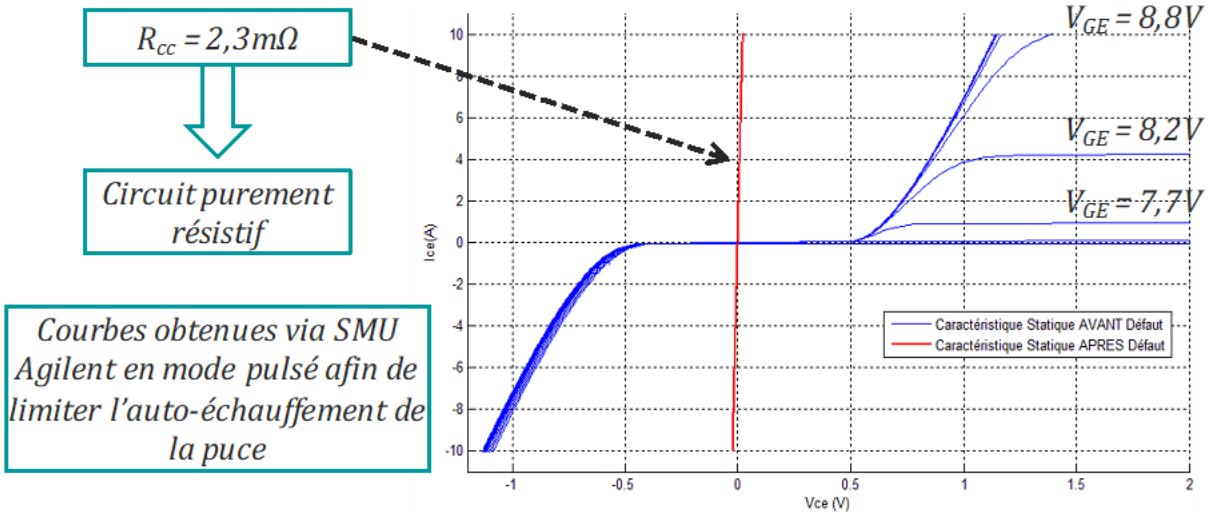
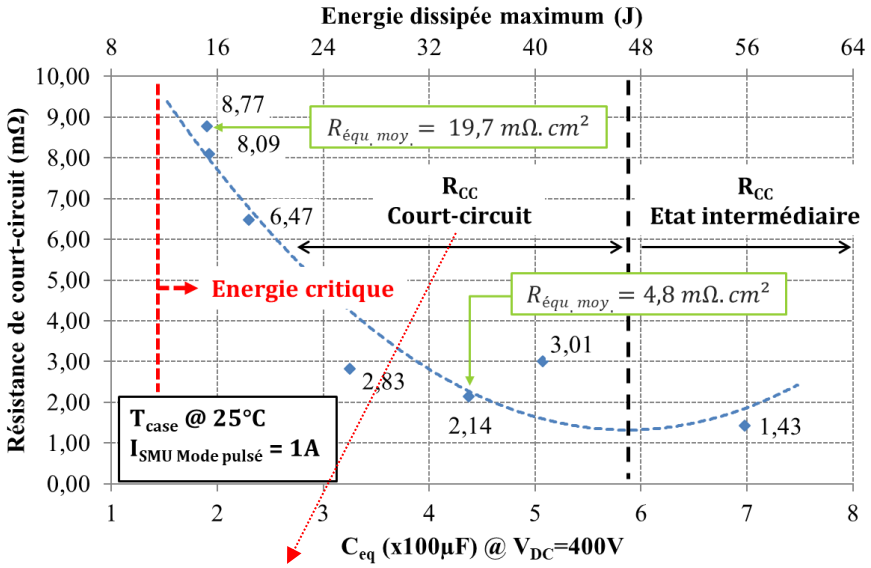


Fig. 2-11 Caractéristiques I_{CE} vs. V_{CE} d'un module WB détruit à un niveau d'énergie faible (E_{crit} = 36,8J) à température ambiante

Pour les deux technologies, nous n'avons observé aucun circuit-ouvert « franc » car les puces sont toutes enrobées de résine. Pour autant, le WB montre un court-circuit plutôt résistif, de l'ordre du mΩ sans aucun reformage, alors que pour le DLB, c'est un court-circuit bien plus faiblement résistif, de l'ordre de la centaine de µΩ avec du reformage pour les défauts dits « à faible énergie » et donc fortement ohmiques initialement. De plus, les défauts reformés présentent une bonne stabilité après plusieurs passages du courant. De plus, là où la résistance de défaut décroît avec l'énergie de destruction pour le WB, on observe une dispersion importante entre les résultats à faible et à forte énergies pour le DLB.

La Fig. 2-12 ci-dessous résume les résultats obtenus pour les modules WB, soit l'évolution de la résistance du court-circuit en fonction de la quantité d'énergie dissipée par la puce [12].

(a)



(b)

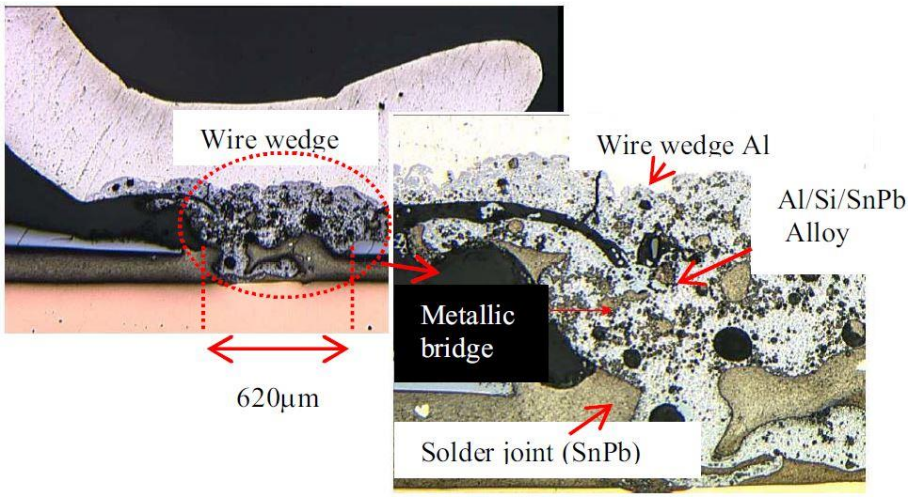


Fig. 2-12 Evolution de la résistance de court-circuit des modules de puissance WB (a) ; exemple de micro-section d'un module WB détruit à faible énergie (b) réalisée au cours de la thèse de Z. Dou [12]

Comme attendu selon la littérature, plus l'énergie employée à détruire le transistor est importante, plus la résistance de court-circuit R_{cc} diminue, jusqu'à atteindre un minimum autour des 47J/1mΩ. Ce comportement est dû à la surabondance de métallisation de la zone de perçage de la puce présentant un pont métallique « nourri » par les fils en Al, les métallisations de part et d'autre de la puce en Al mais aussi par le joint de brasure constituant l'attache de la puce en face arrière [13] [14].

Par ailleurs, l'énergie critique nécessaire à « claquer » le transistor est pratiquement une constante sur tous les modules détruits en WB (cf. Tab. 2-1). La tendance à la hausse de R_{CC} (cf. Fig. 2-12), induite par la courbe de tendance, reste à confirmer via des essais destructifs supplémentaires à des niveaux d'énergie plus importants.

Il est notamment important de souligner qu'aucun circuit-ouvert n'a été constaté sur les modules WB. Une explication possible réside dans la bonne propriété de tenue mécanique des fils de bonding en contact avec la puce, que possède la résine époxy en conditions extrêmes (par opposition au gel de silicone) [12].

Energie totale(1) [J]	Energie critique(2) [J]	Energie max(3) DUT [J]	R_{cc}(4) [mΩ]	I^2T max [$kA^2.s$]
18,03	11,65	15,40	8,09	0,66
28,18	11,31	15,21	8,77	0,87
28,18	10,16	18,38	6,47	1,81
37,73	11,32	13,78	5,12	3,24
37,73	10,22	19,92	2,13	3,28
56,35	11,70	26,00	2,83	9,41
84,53	11,60	34,98	2,14	19,30
84,53	11,24	40,55	3,01	19,81
112,70	11,66	38,68	2,37	32,29

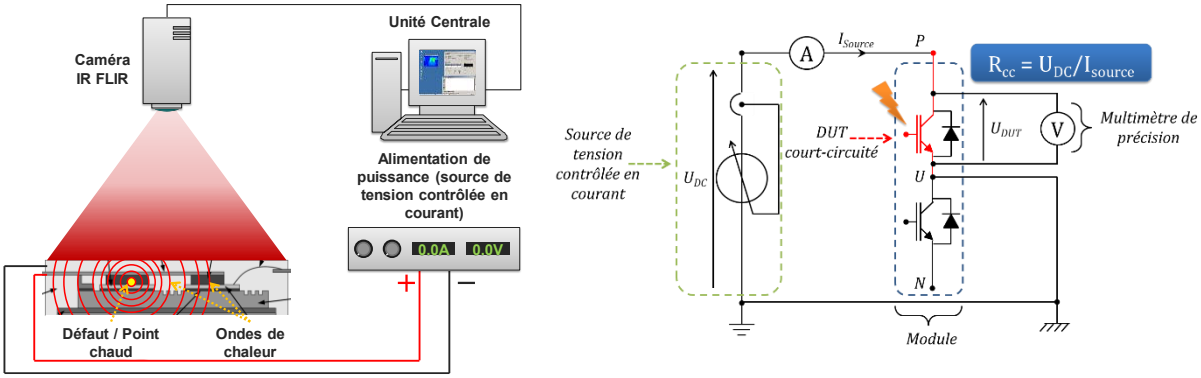
(1) Energie totale initialement stockée dans le pack de condensateurs ; (2) Energie nécessaire à la destruction du transistor ; (3) Energie maximum transitant par la puce ; (4) Résistance de court-circuit mesurée après destruction en impulsionnel à l'aide d'un SMU à température ambiante.

Tab. 2-1 Synthèse des résultats obtenus sur les modules WB Mitsubishi DJB de calibre 300A/600V

2.3.2 Reformage métallique de la R_{cc}

Comme introduit dans le premier chapitre, le phénomène de reformage métallique est aujourd'hui bien connu dans la compréhension des mécanismes de défaillance des assemblages.

Afin de mettre celui-ci en évidence, les transistors détruits précédemment sur le banc de court-circuit ont subi une contrainte permanente et continue via un second banc de test présenté et expliqué ci-après :



(a) (b)

Fig. 2-13 Présentation schématique du banc de reformage métallique (a) et circuit équivalent (b)

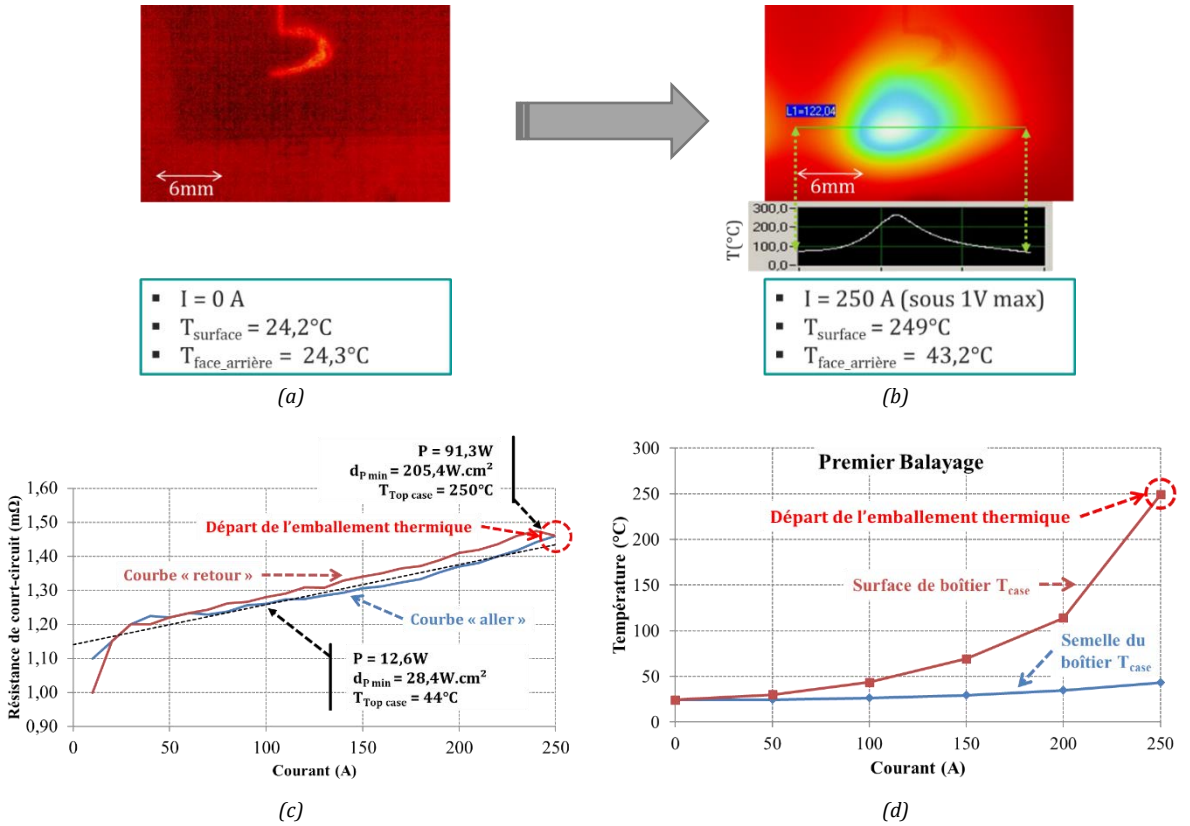


Fig. 2-14 Captures infrarouges lors d'une tentative de reformage métallique d'un module WB (a)(b) ; Evolution de la résistance de court-circuit (c) et de la température du boîtier (d) lors d'un essai de reformage métallique d'un module WB (DJB)

On remarque tout d'abord que la résistance de défaut croît avec l'augmentation de l'intensité du courant la traversant - Fig. 2-14 (c) - et par extension sa température - Fig. 2-14 (d). La résistance de défaut reste cependant relativement stable. Cela s'apparente typiquement au comportement d'un matériau métallique sous haute température et non pas à un phénomène de reformage métallique. D'ailleurs, que ce soit à faible ou à forte énergie, aucun transistor détruit n'a donné lieu à un reformage. Néanmoins, il est prématuré de conclure définitivement sur ce comportement, étant donné qu'un emballement thermique survient à courant nominal.

C'est justement lors d'un de ces emballements incontrôlables que les limites de l'assemblage ont été atteintes - cf. Fig. 2-14 (d) - entraînant la fissure du boîtier laissant échapper des gaz, la formation d'un arc électrique et le passage en circuit-ouvert du DUT. Cependant, après avoir retiré la résine par un procédé de décapsulations mécanique et chimique, de nouveaux niveaux de courant et de température plus élevés ont été franchis. Par conséquent, on peut émettre l'hypothèse que la qualité de la résine ainsi que ses propriétés thermomécaniques ont un certain impact sur le mode de défaut du transistor. C'est ce que nous tenterons de vérifier plus loin via un module ré-encapsulé avec une résine à haute température de transition vitreuse.

La même campagne de test a été menée sur les modules DLB, qui ont eu un tout autre comportement. Effectivement, comme illustré en Fig. 2-15, les mesures de résistance de court-circuit sont très dispersées pour des niveaux d'énergie faibles, alors qu'elles sont très resserrées et du même ordre de grandeur (la centaine de μΩ) à des niveaux d'énergies plus importants. En outre, de la même manière que pour les modules WB, l'énergie critique de ces transistors a été mesurée autour des 16J (soit 50mJ.mm^{-2} en WB contre 70mJ.mm^{-2} en DLB ramené à la surface de puce). Cette grandeur, stable d'une puce à l'autre, est légèrement supérieure aux puces équipant les modules WB, probablement dû à leur refroidissement à faible constante de temps.

Grâce à une quantité suffisante d'énergie dissipée par la zone de défaut, traversant la puce de part en part, le DLB peut amener un mode « fail-to-short » de bien meilleure qualité que le WB : une résistance de court-circuit dix fois plus faible et donc des pertes dix fois moins importantes.

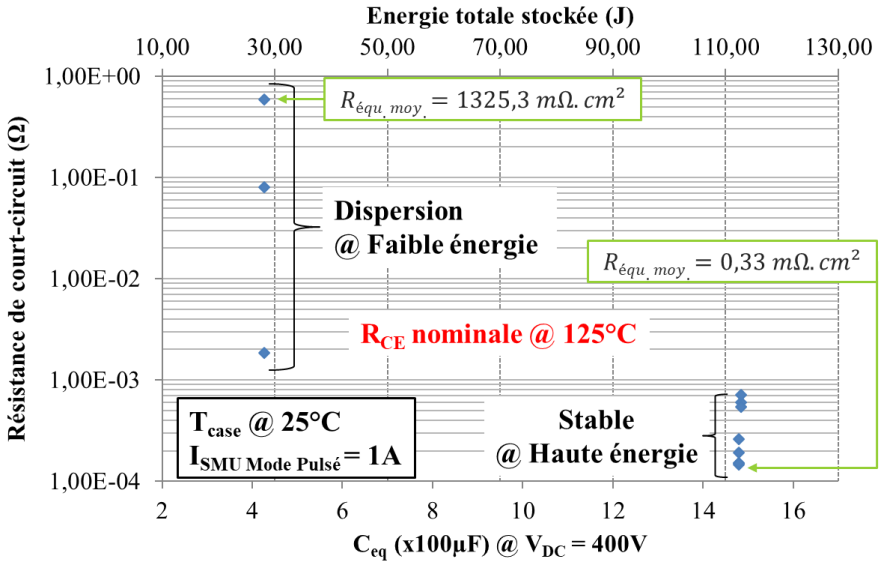


Fig. 2-15 Evolution de la résistance de court-circuit des modules de puissance DLB

En réitérant nos essais de reformage métallique sur les modules DLB détruits par de faibles décharges énergétiques, nous avons réussi à enregistrer un phénomène de reformage métallique visible ci-dessous [13] [14].

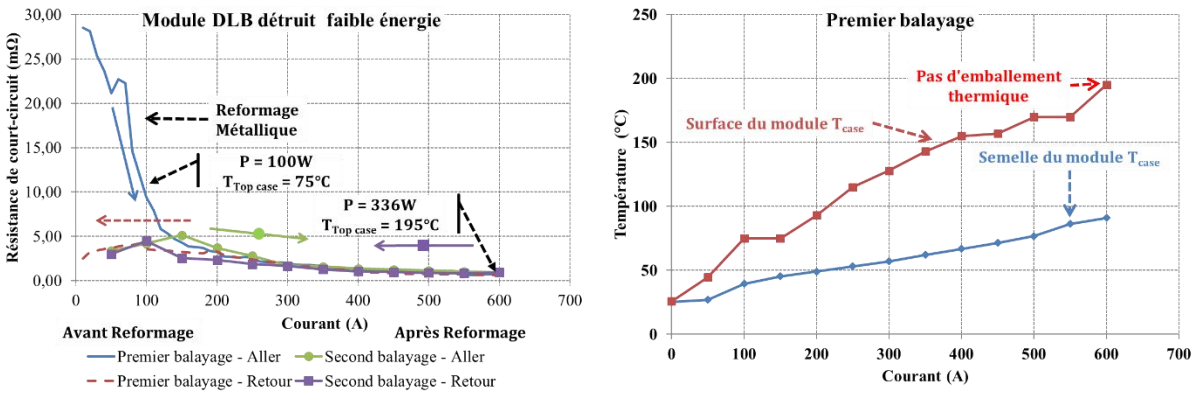


Fig. 2-16 Evolution de la résistance de court-circuit et de la température du boîtier lors d'un essai de reformage métallique d'un module DLB (DJH) 600A/600V

Un courant de forte amplitude provoque des pertes localisées dans la zone de perçage ohmique et, par conséquent, l'élargissement et la re-métallisation par échauffement du pont métallique préalablement formé lors du claquage du transistor. Là où aucun reformage métallique n'a eu lieu concernant les modules détruits à forte énergie, la Fig. 2-16 montre le reformage complet d'un IGBT claqué à faible énergie sans emballement thermique. Un second passage démontre et confirme la stabilité de la nouvelle résistance de court-circuit atteinte. Ainsi reformé, le défaut a divisé la résistance de défaut initiale d'un facteur dix et cette nouvelle valeur est restée stable durant tout le balayage suivant. On constate que les modules DLB ayant subi un claquage à forte énergie ont le même comportement métallique que celui observé pour les modules WB. Enfin, ces valeurs de R_{cc} demeurent extrêmement faibles et relativement stables même après les essais de reformage.

2.4 Reverse Engineering avec le THALES-CNES Lab de Toulouse

2.4.1 Localisation non-intrusive du défaut

2.4.1.1 **Principe du Lock-In Thermography**

La technique du LIT est une méthode non intrusive, sans contact, permettant d'observer et d'identifier avec une très haute précision une zone de défaut réagissant à des transitoires de chaleur sur une courte période temporelle.

Au vu de la technologie étudiée (le DLB), les méthodes classiques de localisation de défaut telles que le microscope à rayons X ou encore le X-ray CT (X-ray Computed Tomography 3D) ne sont pas adaptées. En effet, ces procédés ne se prêtent pas à l'observation de défauts de petite ou grande taille, enfouis sous plusieurs couches opaques de différents matériaux à haute diffusion, comme la résine d'enrobage époxy ou encore le clip de cuivre par-dessus la puce et la brasure [15] [16] (cf. Fig. 1-43).

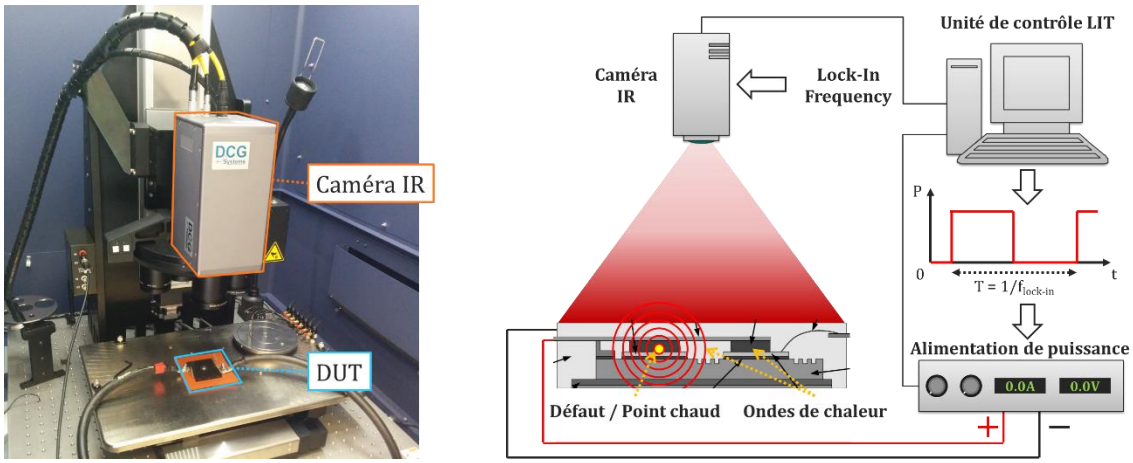
Nonobstant, contrairement aux méthodes précitées qui requièrent d'ouvrir ou de démonter l'assemblage, la technique du LIT économise du temps et des moyens. Dernier point, mais pas des moindres, le LIT réduit de manière significative le risque de compromettre le défaut sous observation.

2.4.1.2 **Présentation du banc de test**

Le laboratoire du LAPLACE a fait appel au THALES-CNES Lab pour la réalisation d'une expertise sur trois des modules de puissance T-PM préalablement endommagés (deux modules DLB et un module WB). L'objectif de cette étude avait pour but de définir les méthodes adaptées à ce type de module pour leur analyse de défaillance, tant en termes de localisation de défaut que de préparation d'échantillon pour réaliser l'analyse physique du défaut, ainsi que de mener une analyse technologique du module DLB (analyse dimensionnelle et analyse des matériaux).

Les trois modules fournis présentent les particularités suivantes :

- Module DLB n°1, avec défaut sur le transistor côté high-side (HS), détruit sous forte énergie et ayant subi un reformage métallique ;
- Module DLB n°6, avec défaut sur le transistor côté low-side (LS), détruit sous faible énergie n'ayant pas subi de reformage métallique ;
- Module WB, avec défaut au niveau du câblage Aluminium low-side antérieurement décapsulé lors d'une précédente analyse et rempli à nouveau en plateforme 3DPHI-UPS d'une résine à haute tenue thermique.



(a) (b)

Fig. 2-17 Photographie de l'intérieur de la boîte noire renfermant le DUT et la caméra infrarouge (IR) (a) ; vue schématique du principe du LIT (b)

Grâce à la caméra IR équipée d'un détecteur à haute résolution et à l'alimentation de puissance pilotée par l'unité centrale (PC), lorsque des créneaux périodiques de courant sont envoyés à travers la zone de défaut ohmique, un point de chaleur est créé.

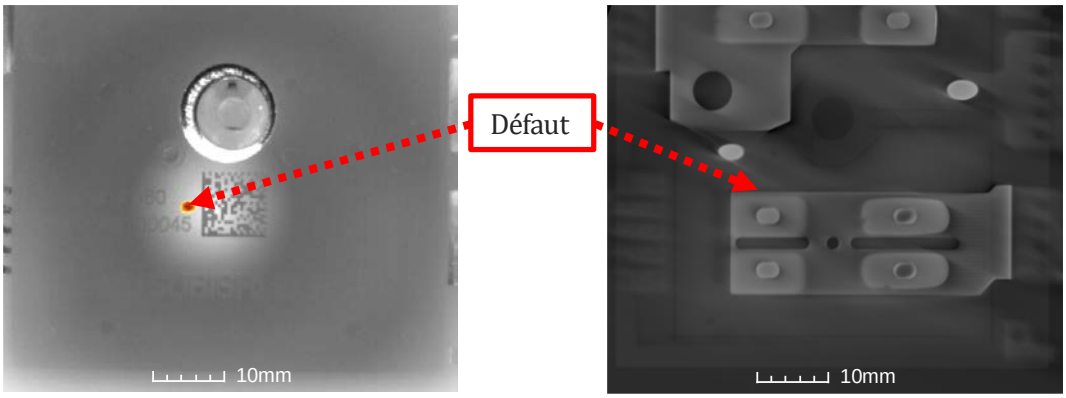
L' « onde » de chaleur issue du point chaud va ainsi se propager à toutes les couches de l'assemblage, avant d'atteindre la surface du boîtier et de se retrouver déphasée par rapport au signal initial. La caméra thermique, synchronisée sur la fréquence dite de « lock-in » et au PC, est placée à la verticale du DUT. Elle capte une très faible dose de rayonnement IR et intègre ces radiations [17] de manière à améliorer la sensibilité et le rapport signal/bruit (SNR ou Signal to Noise Ratio). Le retard induit entre le signal d'entrée et les radiations thermiques, de même que leurs amplitudes, sont calculés en s'appuyant sur les signaux « in-phase » et « out-of-phase » [16] (cf. Eq. 2-3 et Eq. 2-4).

$$Amplitude = \sqrt{S_{out\ of\ phase}^2 + S_{in\ phase}^2} \qquad \textit{Eq. 2-3}$$

$$Phase = \arctan\left(\frac{S_{out\ of\ phase}}{S_{in\ phase}}\right) \qquad \textit{Eq. 2-4}$$

L'amplitude et la phase nous donnent, respectivement, le gradient de température de manière peu dépendante de l'émissivité du matériau et la dynamique de propagation de la chaleur. La fréquence de « lock-in » est un paramètre essentiel à prendre en compte, que le défaut soit directement visible ou enfoui sous de multiples couches de matériaux aux diverses propriétés thermiques [17]. Cela se vérifie tout particulièrement dans le cas d'une localisation de défaut au sein d'un module DLB (résine époxy, clip de cuivre, brasures épaisses…), où les fréquences entre 0,1Hz et 5Hz sont les mieux adaptées. Ce procédé a permis au THALES-CNES Lab de localiser avec précision les défauts des échantillons, aussi bien WB que DLB, leur permettant ainsi d'effectuer leur micro-section et l'étude physique et géométrique de ces zones de perçage [15].

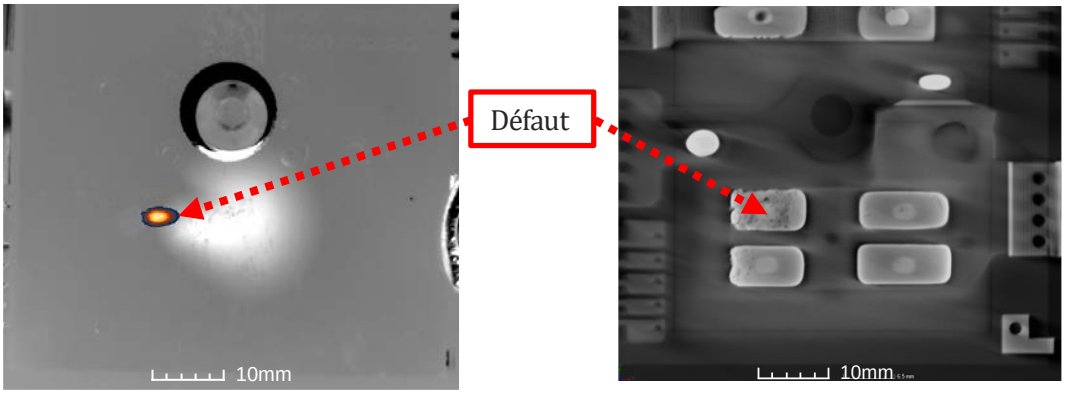
Par ailleurs, plus l'acquisition est longue (jusqu'à 8 ou 10 minutes), plus la localisation du défaut est précise, grâce à l'intégration temps-réel qui améliore grandement le rapport SNR. La Fig. 2-18 présente une vue issue d'une analyse LIT du pire cas : un module de puissance DLB détruit à faible énergie i.e. un défaut fortement ohmique, et donc susceptible d'être altéré voire reformé pendant la localisation.



Lock-in Thermography
I = 5A ; $f_{lock\text{-}in}$ = 0,03Hz ; t_{acqu} = 5min30s
(a)

Tomographie RX
(b)

Fig. 2-18 Module CT600DJH060 N°6 IGBT LS : acquisitions LIT temps réel à l'échelle du pixel (a) ; tomographie RX à faible énergie (RCC ~ 0,6Ω) (b)



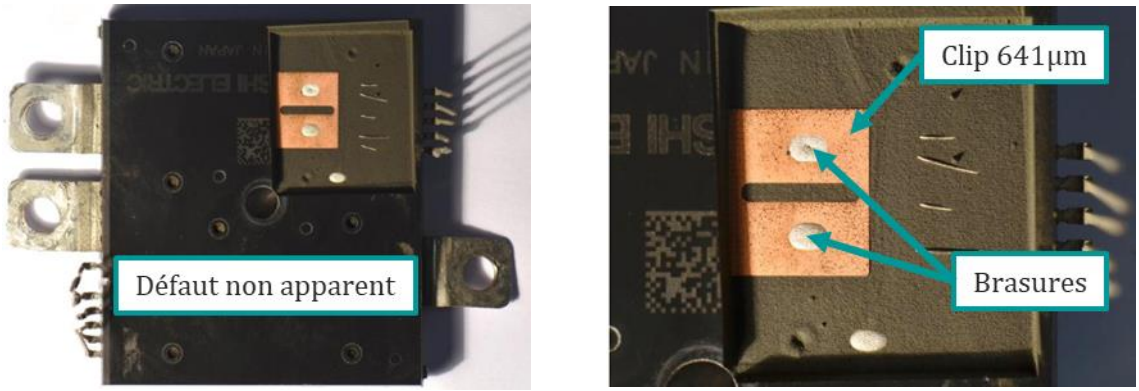
Lock-in Thermography
I = 100A ; $f_{lock\text{-}in}$ = 0,1Hz ; t_{acqu} = 3min30s
(a)

Tomographie RX
(b)

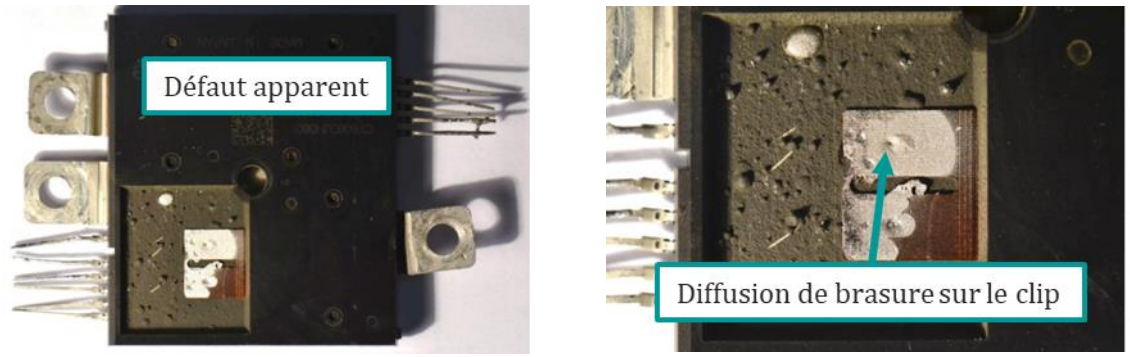
Fig. 2-19 Module CT600DJH060 N°1 IGBT HS : acquisitions LIT temps réel à l'échelle du pixel (a) ; tomographie RX à faible énergie (RCC ~ 0,6mΩ) (b)

2.4.2 Micro-sections des zones de défaut et interprétation des défauts à haute et faible énergie dissipée

Une fois les zones de perçage pré-localisées grâce au LIT, l'équipe du THALES-CNES Lab a effectué un amincissement au laser jusqu'au leadframe (DLB) afin de réitérer une nouvelle localisation plus fine au LIT.



CT600DJH060 N°6 IGBT LS



CT600DJH060 N°1 IGBT HS

Fig. 2-20 Retrait de la résine époxy par amincissement laser de modules CT600DJH060 détruits à faible énergie (N°6 IGBT LS) et forte énergie (N°1 IGBT HS)

Ces étapes supplémentaires permettent d'établir avec une grande précision l'axe de découpe à privilégier. Une fois les modules enrobés d'une résine de « maintien », la micro-section selon cet axe peut être effectuée (Fig. 2-21 et Fig. 2-22).

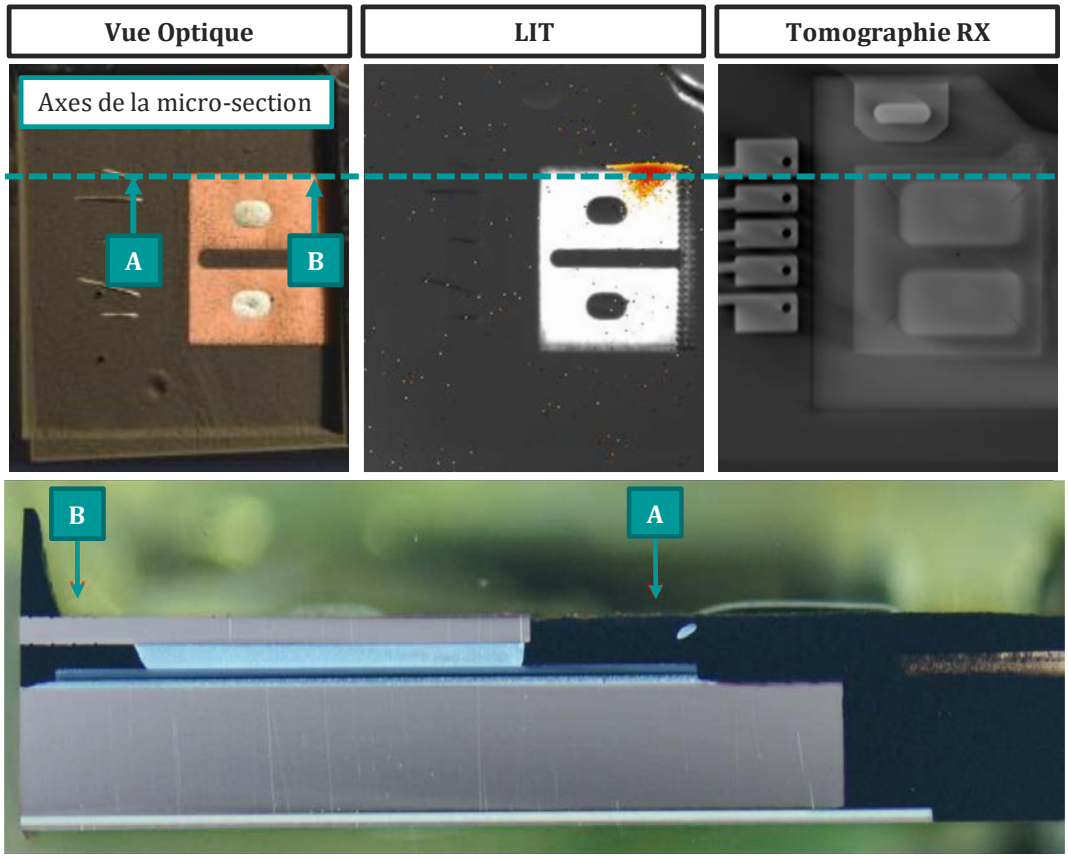


Fig. 2-21 Micro-section du module détruit à faible énergie (N°6 IGBT LS)

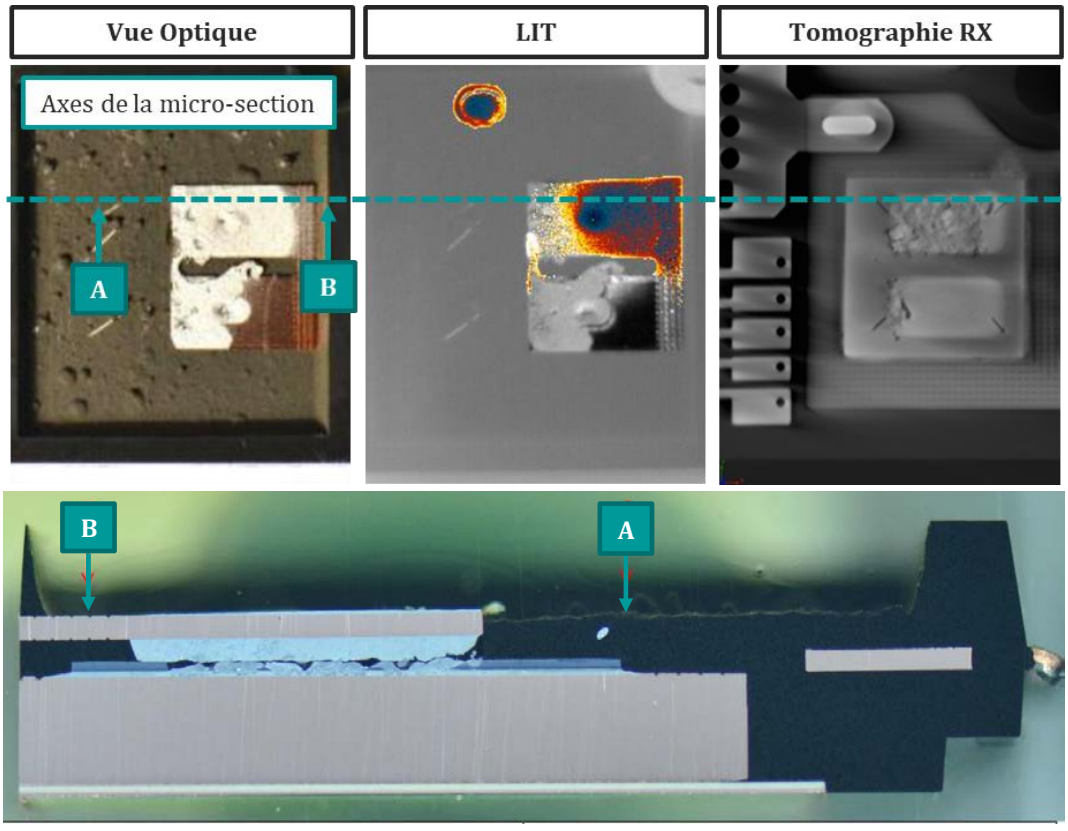


Fig. 2-22 Micro-section du module détruit à forte énergie (N°1 IGBT HS)

Dans le cas de figure du défaut à faible énergie (Fig. 2-21), ce dernier est hautement résistif et pratiquement invisible sans l'aide du LIT. Il n'y a aucun pont métallique et donc, aucune injection de matières métalliques dans le défaut (Fig. 2-23). Cette difficulté, entraînant un polissage trop profond par manque de précision, ne nous a pas permis de trouver la zone de défaut lors de la micro-section.

Dans la situation opposée, où le transistor est claqué à forte énergie, un pont métallique existe en plein cœur du silicium et a visiblement subi un reformage métallique (Fig. 2-22 et Fig. 2-24). Le pont est rempli de la brasure sus-jacente, devient de plus en plus large et bien moins résistif : en advient un défaut dont la résistance est très faible et stable [14].

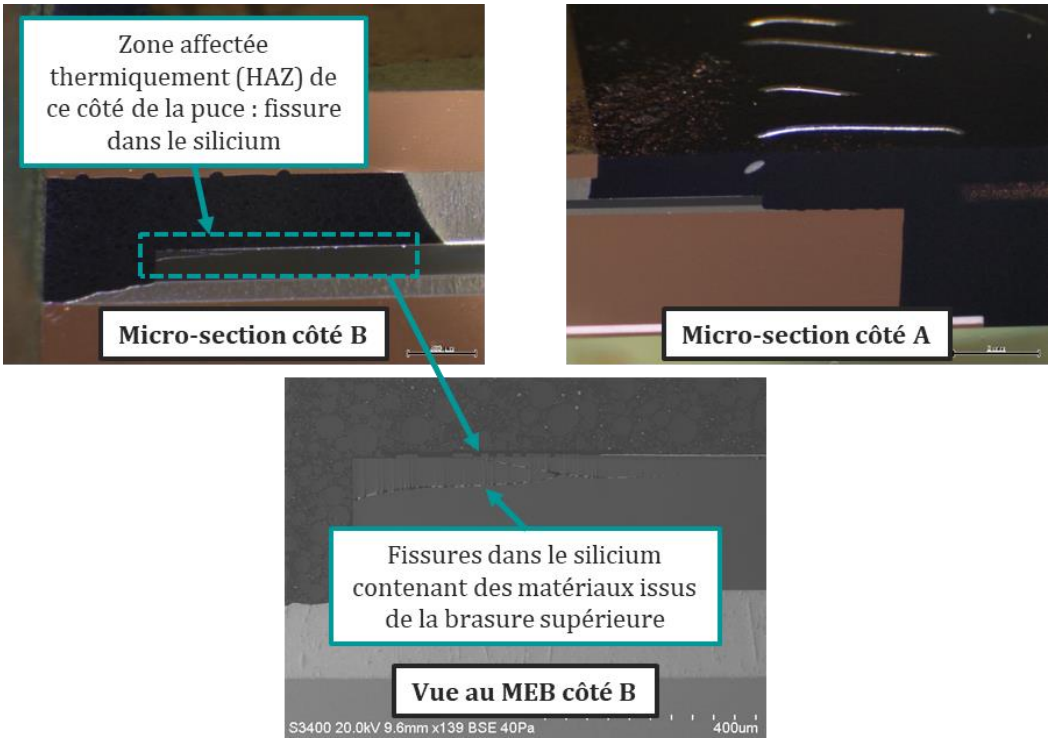


Fig. 2-23 Micro-section et analyse du défaut à faible énergie (N°6 IGBT LS)

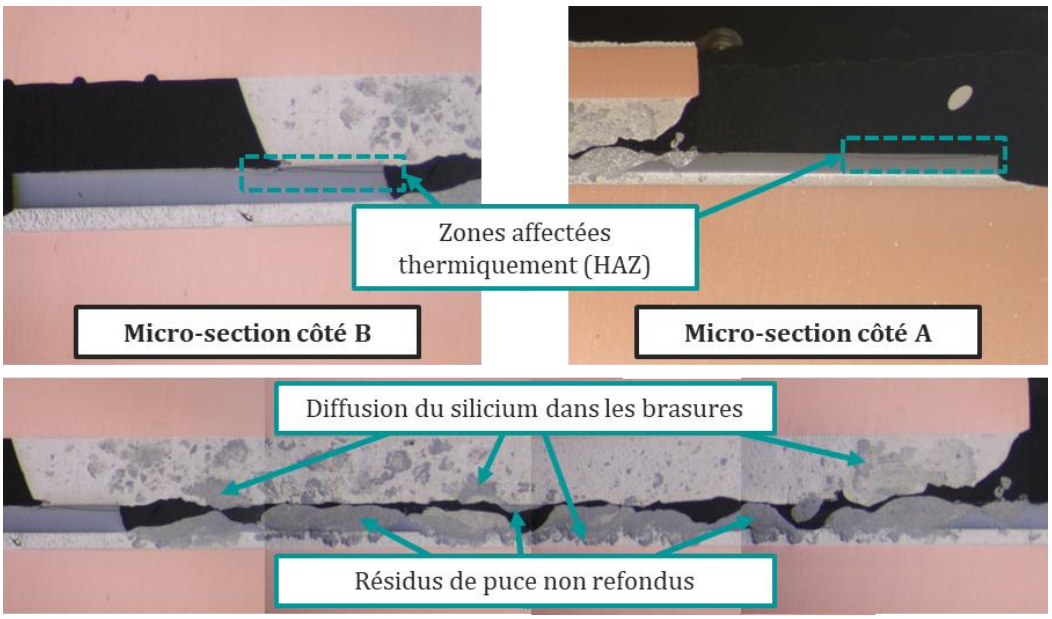


Fig. 2-24 Micro-section et analyse du défaut à forte énergie (N°1 IGBT HS)

2.5 Tests d'endurance statique sur les modules détruits DLB et WB

L'analyse du mode de défaut des modules embarquant la technologie DLB terminée, il est dorénavant primordial d'éprouver la robustesse et la stabilité dudit défaut à plus long terme, et de comparer au standard du WB. C'est pourquoi un banc d'endurance a été mis en œuvre. Cette plateforme nous a permis d'imposer une contrainte permanente et contrôlée en courant aux résistances de défaut, tout en enregistrant leurs variations.

2.5.1 Présentation du banc d'endurance

Ci-dessous, une illustration du banc mis au point comprenant un radiateur massif en aluminium refroidi par deux ventilateurs, sur lequel reposent les modules à tester. Après avoir déposé une couche de graisse thermique à l'interface, ceux-ci sont vissés au radiateur. Des sondes thermocouples sont insérées en surface du radiateur dans des rainures et disposées à la verticale du centre de la puce IGBT sous test afin de surveiller la température de semelle des boîtiers. Enfin, un enregistreur numérique, Honeywell Multitrend, affiche et sauvegarde les mesures en tension et en température de chaque résistance de défaut tout au long des essais. L'appareil se trouve en interface avec l'alimentation en courant par l'intermédiaire d'une carte de commande permettant sa mise hors-tension en cas de déclenchement d'alarme (alarmes programmées en amont sur l'enregistreur).

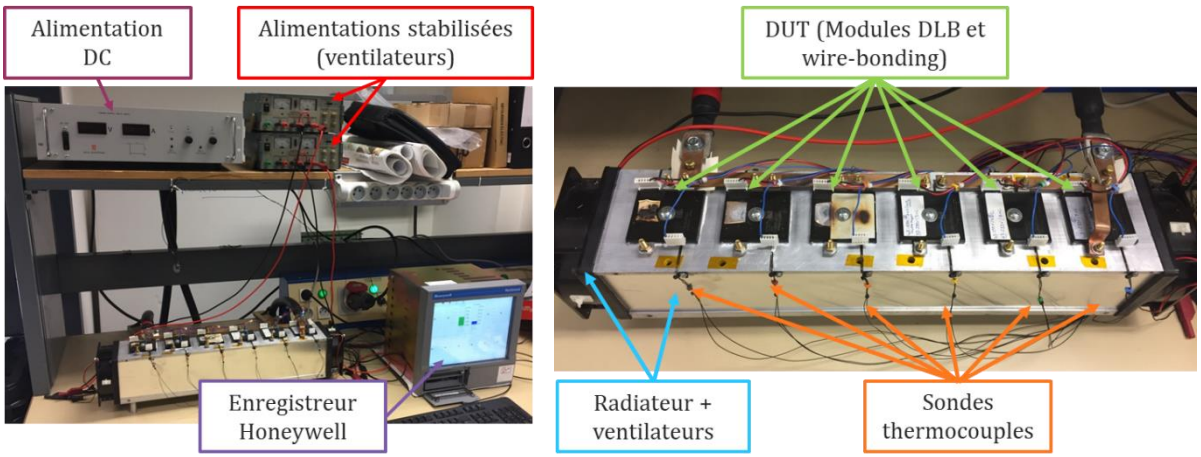


Fig. 2-25 Présentation du banc d'endurance dans son ensemble (a) ; vue du radiateur accueillant les modules sous test (b)

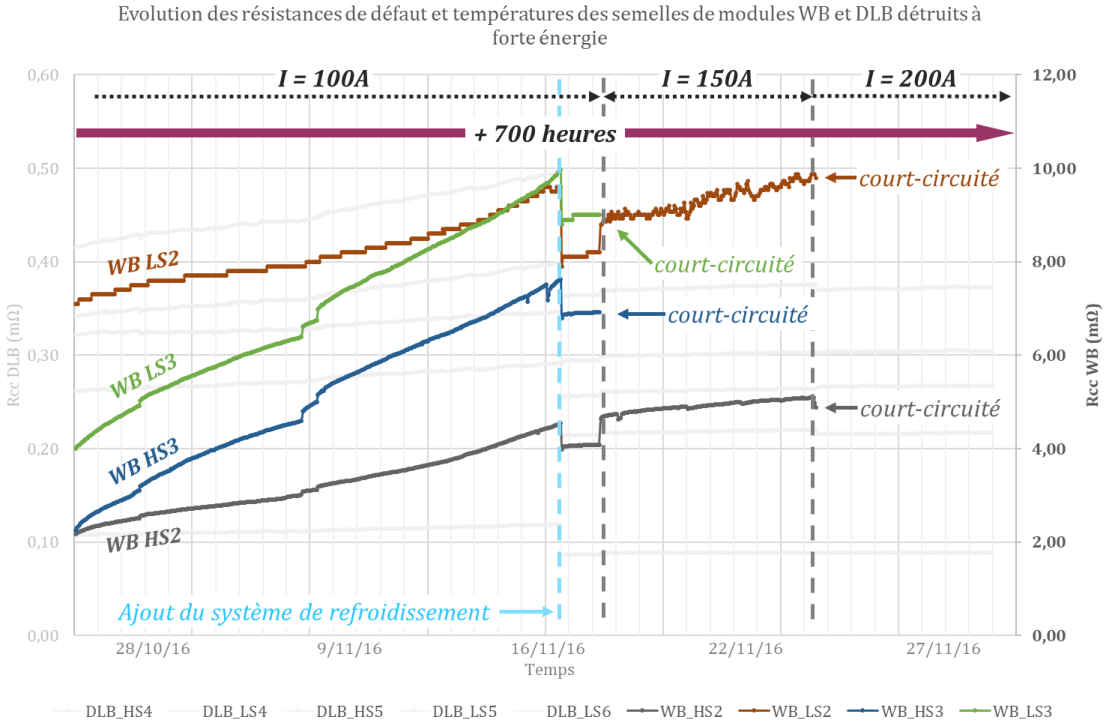
2.5.2 Protocole de test

Dans un premier temps, les essais démarrent avec un courant continu d'amplitude 100A. Ensuite, si la différence de potentiel aux bornes d'une résistance de défaut augmente fortement ou si des températures extrêmes sont atteintes (synonyme d'emballement thermique voire de destruction du défaut), l'essai est interrompu jusqu'à acquittement de l'alarme ainsi déclenchée. Le transistor fautif est alors court-circuité, pour permettre à l'essai de reprendre normalement.

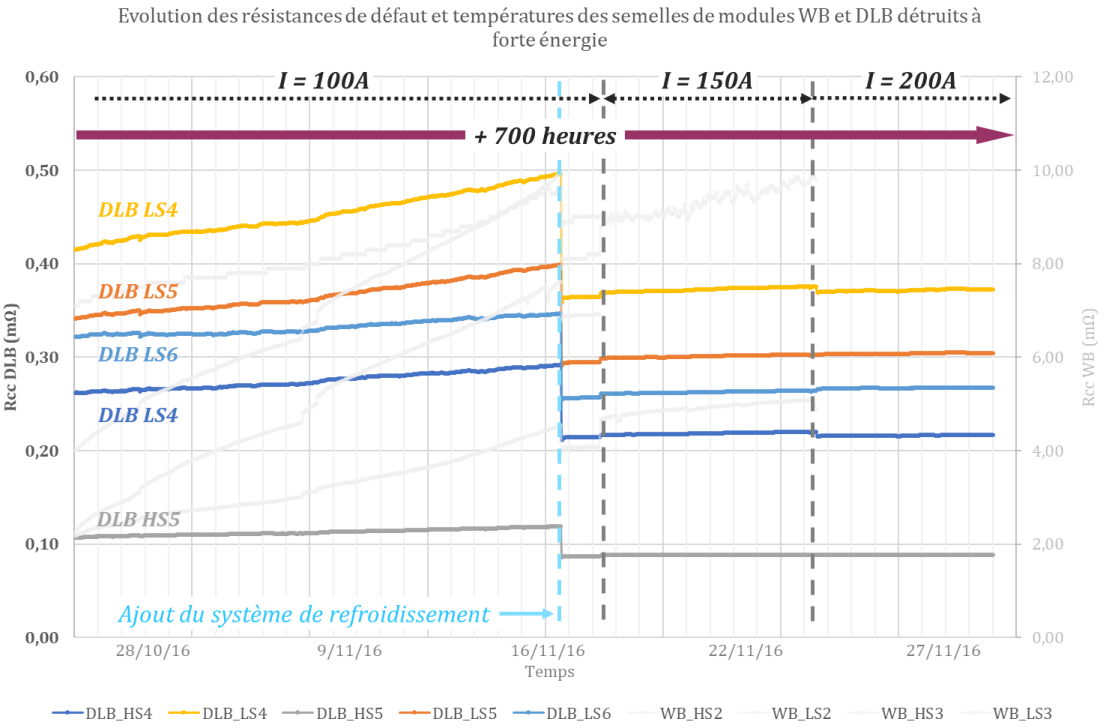
Enfin, si les résistances de défaut se montrent stables, l'amplitude du courant injecté est amenée à augmenter de 100A à 150A puis 200A au fur et à mesure des tests. Et ce, jusqu'à ce que les modules montrent des signes de faiblesse (emballement thermique, fissure dans le boîtier, explosion du boîtier…).

2.5.3 Résultats et observations

Voici les tendances observées pour les deux campagnes de tests : la première sur des modules WB et DLB détruits à forte énergie, la seconde exclusivement composée de modules DLB détruits à faible énergie (les modules WB ayant une trop forte résistance de défaut pour être contraints en toute sécurité).



(a)



(b)

Fig. 2-26 Synthèse de l'évolution des résistances de défaut des modules WB (a) et DLB (b), détruits à forte énergie sur une période d'un mois

On note, d'après la Fig. 2-26 ci-dessus, qu'aucun phénomène de reformage métallique n'a été observé lors de la première campagne. La chute de toutes les résistances mesurées au milieu de la campagne n'est due qu'à l'ajout des ventilateurs de part et d'autre du radiateur, ainsi que des tôles d'aluminium aiguillant le flux d'air ainsi créé. En effet, les valeurs de résistance des modules WB étant les plus élevées, ceux-ci étaient le lieu de pertes très importantes (amenant les températures de T_{case} jusqu'à 150°C), faisant grimper la température des autres modules censés rester « froids ». C'est cette amélioration de la plateforme de test qui a tout simplement introduit un effet d'échelle sur l'ensemble des valeurs relevées, d'où des pentes d'échauffement moins prononcées.

Ceci étant dit, un comportement métallique similaire à celui décrit plus haut a été observé sur l'ensemble des modules défaillants. Néanmoins, il est clairement apparu que les valeurs de résistances des modules WB n°2 et n°3 montraient une croissance bien plus forte que celle des modules DLB. Ces derniers ont tenu tout le long de la campagne, alors qu'un premier module WB trop résistif n'a pas supporté le passage de 100A à 150A. Par la suite, les deux restants ont subi le même traitement, suite à l'augmentation du courant injecté à 50A supplémentaires. Il ne faut pas omettre le fait que les résistances de défaut initiales des modules étaient toutes différentes, sans parler de l'écart d'ordre de grandeur entre les deux technologies d'interconnexion.

Quant à la seconde vague de test (cf. Fig. 2-27), un premier module DLB a dû être déconnecté dès le début, celui-ci présentant une tension trop élevée (et donc des pertes trop importantes) pour la bonne poursuite de l'essai. Ainsi, les deux modules restants ont, tour à tour, subi un reformage (cf. Fig. 2-29) de leur zone métallique, induisant une chute importante de leur résistance de conduction avant que celles-ci ne restent stables jusqu'à la fin de l'essai.

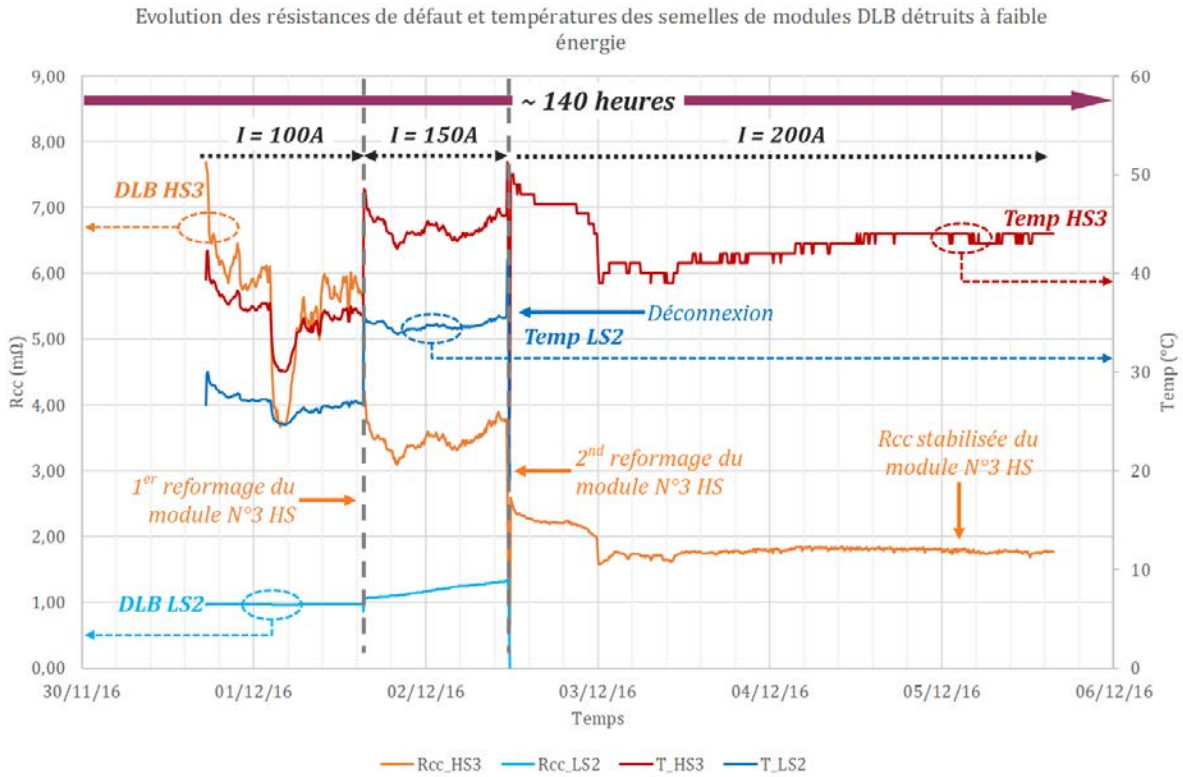


Fig. 2-27 Synthèse de l'évolution des résistances de défaut de modules DLB détruits à faible énergie sur une période d'une semaine

Une nouvelle passe effectuée à 200A sur ces mêmes modules, une fois que le reformage a eu lieu, montre encore qu'après la survenance de ce phénomène, les résistances de défaut demeurent stables et constantes (Fig. 2-28).

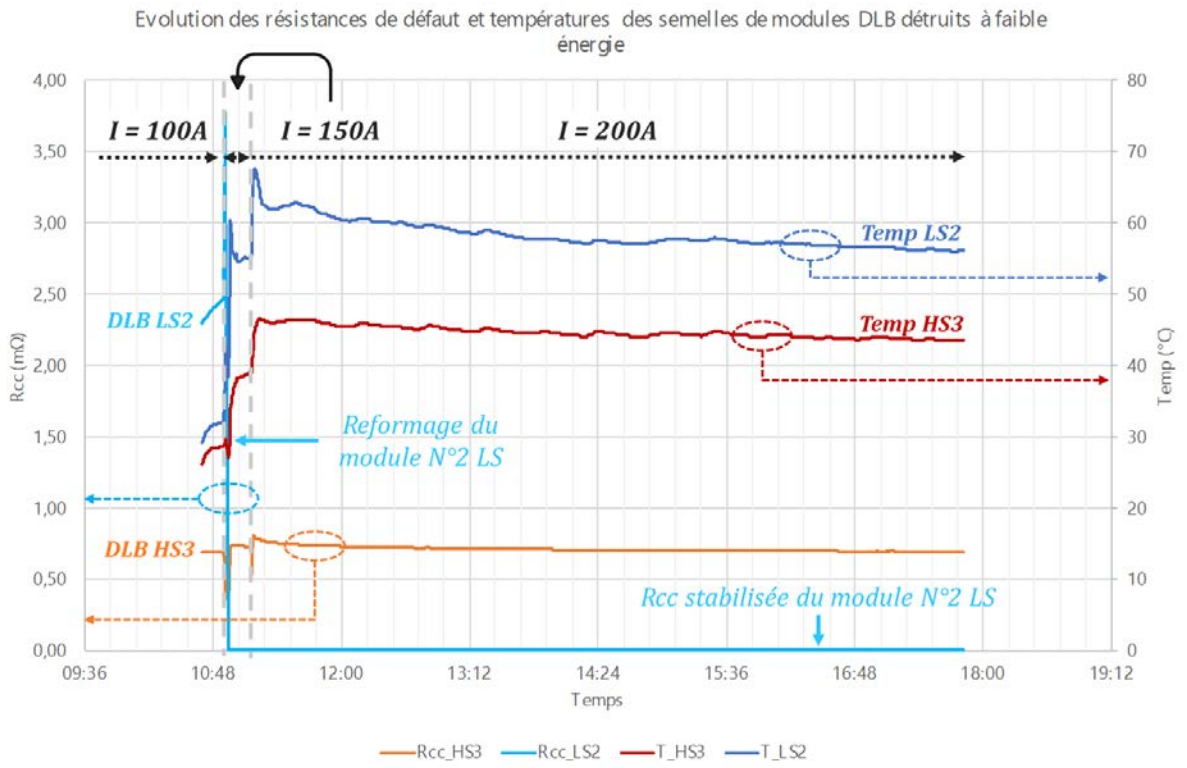


Fig. 2-28 Nouvel essai sur une journée, confirmation de la stabilité des R_{cc} en régime établi

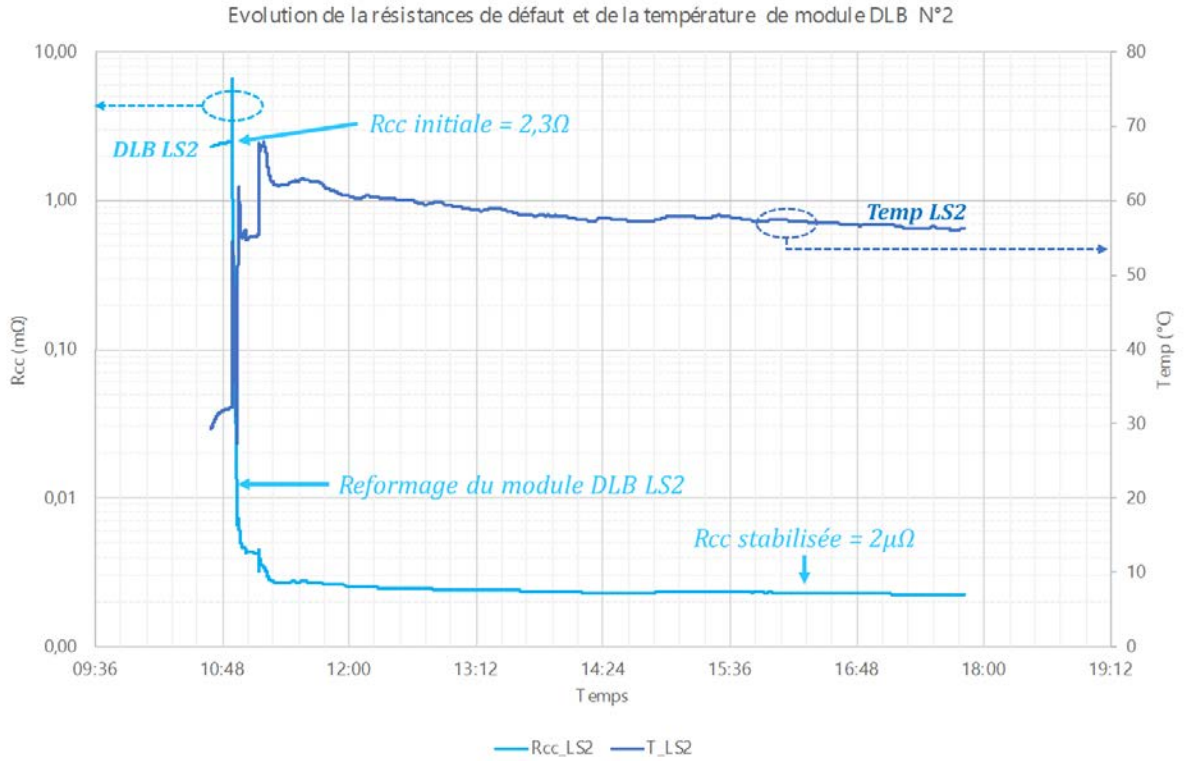


Fig. 2-29 Zoom sur le reformage de la puce LS du module DLB n°2

NB : L'échauffement constaté sur la **Fig. 2-29** *provient principalement des autres boîtiers sous test.*

PARTIE B

2.6 Description détaillée du module BT WB et ruban

A l'instar des modules de puissance dits « HT » étudiés dans la partie précédente, celle-ci aura pour objectif de présenter et de discuter du mode de défaut des modules dits « BT » réalisés et produits par VALEO. En particulier, nous mettrons en avant le mode dit « ultime fail-to-open » de ce type de composant de puissance et nous analyserons la contribution des différentes couches des assemblages à la résistance électrique globale.

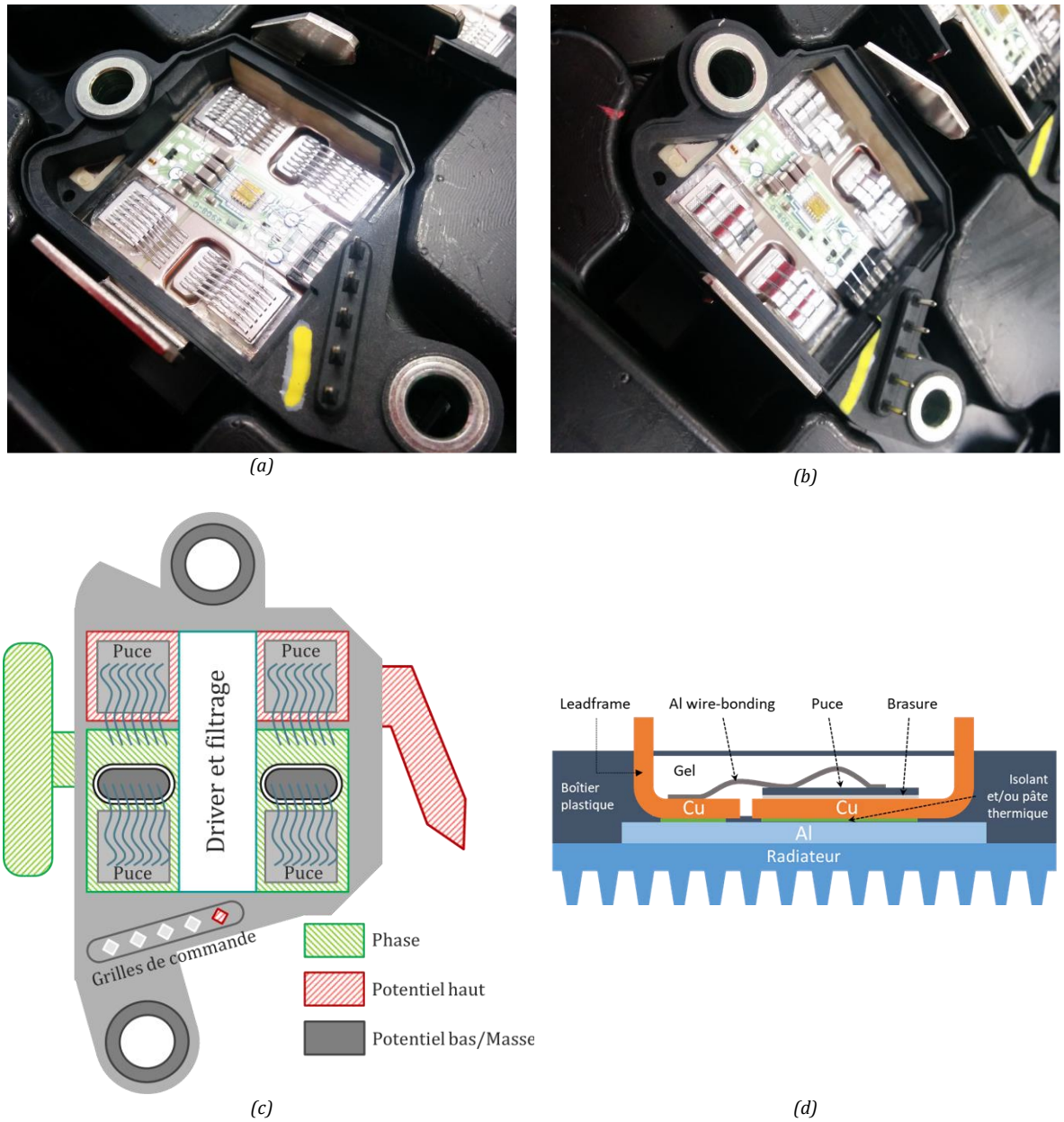


Fig. 2-30 Présentation des modules de puissance VALEO basés sur la technologie IML : interconnexions WB Al (a), rubans Al (b) et vues synoptiques (c)(d)

Ces modules sont réservés aux applications Micro- et Mild-Hybrid. Ils sont assemblés selon la méthode IML, expliquée au chapitre précédent et comparée au DBC, et font partie

intégrante de l'alterno-démarreur i-StARS 12V. Cependant, pour les besoins de la thèse, nos modules ont été équipés des puces MOSFETs (en parallèle), embarquées dans l'alterno-démarreur moyenne puissance i-BSG 48V constituant la génération suivante :

Puce OptiMOS – T2 Power MOSFET d'Infineon (N-Canal)	
Température de fonctionnement	175°C
V_{DS}	80V
I_{DS} *(continu)*	600A
$R_{DS(ON)}$ $(I_D = 75A ; V_{GS} = 10V @ T_J = 100°C)$	0,75mΩ
Surface	64mm²
Epaisseur	175µm

Tab. 2-2 Caractéristiques d'une puce i-BSG

Quant aux interconnexions, les premiers modules sont câblés avec des WB en aluminium, quand d'autres le sont avec des rubans, eux aussi en aluminium. Les fils sont au nombre de 7 et de section unitaire 20mil (500µm), alors que les rubans, au nombre de 3, mesurent 80 x 12mil (2mm x 300µm). Sur le site du fabricant « Heraeus », on peut trouver le tableau d'équivalence Tab. 2-3 suivant :

Dimensions Ruban Aluminium et nombre équivalent des fils de bonding

µm	mil	200µm	250µm	300µm	375µm	500µm
		8mil	10mil	12mil	15mil	20mil
500 x 100	20 x 4	*1,6*	*1,0*	-	-	-
750 x 75	30 x 3	*1,8*	*1,1*	-	-	-
1000 x 100	40 x 4	*3,2*	*2,0*	*1,4*	-	-
1500 x 150	60 x 6	*7,2*	*4,6*	*3,2*	*2,0*	*1,1*
1500 x 200	60 x 8	*9,5*	*6,1*	*4,2*	*2,7*	*1,5*
2000 x 200	80 x 8	*12,7*	*8,1*	*5,7*	*3,6*	*2,0*
2000 x 300	**80 x 12**	***19,1***	***12,2***	***8,6***	***5,4***	***3,0***

Tab. 2-3 Equivalences entre WB et ruban basées sur la section d'aluminium [18]

On peut se rendre compte dans le Tab. 2-3 qu'un ruban est équivalent à 3 WB. Par conséquent, les modules à interconnexion ruban ont potentiellement une meilleure tenue à la surintensité sur temps courts ($I^2T_{Ruban} > I^2T_{WB}$) puisqu'ils sont équivalents à 3 x 3 = 9 fils équivalents contre 7 câblés.

2.7 Campagne d'essais destructifs sur les modules VALEO décapsulés

2.7.1 Caractérisation ohmique des modules BT

Connaissant les dimensions géométriques des deux types d'interconnexion de puissance (ruban et WB), leur résistance électrique théorique peut être calculée selon la même formule, en supposant des lignes de courant parfaitement rectilignes et uniformément réparties dans la géométrie (effets de bord et effets de fréquence non pris en compte à ce stade), les résistances de contact ne sont pas non plus modélisées à ce niveau :

$$R_{élec} = \frac{\rho L}{S} \qquad \textit{Eq. 2-5}$$

Paramètres	**WB Al (500µm)**	**Ruban Al (3x0,2mm²)**
Résistivité électrique (ρ)	$2{,}8e^{-8}\Omega m$	$2{,}8e^{-8}\Omega m$
Section (S)	$1{,}97e^{-7}m^2$	$6e^{-7}m^2$
Longueur (L)	$14\ mm$	$14\ mm$
Résistance unitaire	$2m\Omega$	$650\mu\Omega$
Résistance équivalente totale	**$285\mu\Omega$ *(9 fils)***	**$218\mu\Omega$ *(3 rubans)***

Tab. 2-4 Paramètres et calcul des résistances électriques équivalentes des interconnexions WB et Ruban à température ambiante

Selon la théorie, les rubans s'avèrent donc moins résistifs que les WB dans notre cas, la section étant le seul paramètre discriminant.

Afin de comparer à la réalité, des mesures électriques expérimentales sous pointes ont été réalisées selon le schéma ci-contre. Pour permettre ces mesures, les modules ne sont donc pas encapsulés avec le gel de silicone :

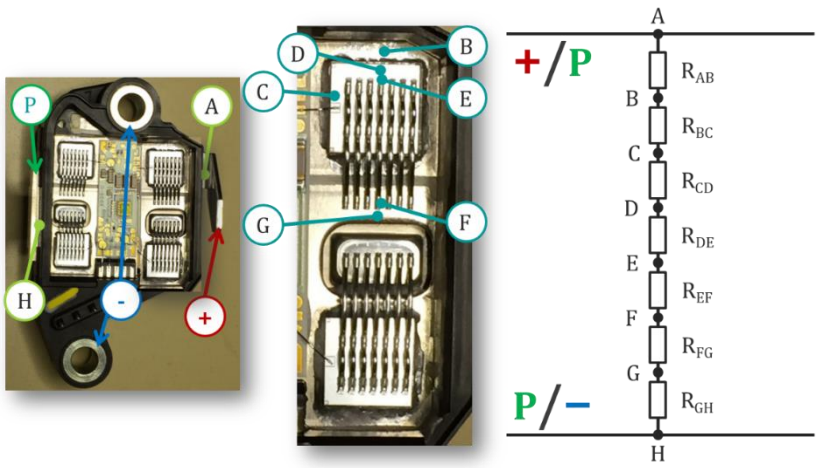


Fig. 2-31 Cartographie des points de mesures réalisées sous pointe sur les modules VALEO (WB et Ruban)

Pour ce faire, une alimentation de puissance 100A/15V Delta Elektronica polarise en courant les modules sous test et un multimètre de précision Keithley 2700 est utilisé pour réaliser

les mesures de potentiel. On notera que pour simplifier les mesures et pour des raisons de reproductibilité, la référence de chaque mesure est prise à la masse du module pour les puces LS et à la borne de phase pour les puces HS.

Voici les résultats obtenus pour les modules WB à l'équilibre thermique sous température ambiante :

Module WB (I_{DS} = 10A ; I_{GS} = 15V)

Résistances [μΩ]	Puce HS Droite	Puce HS Gauche	Puce LS Gauche	Puce LS Droite	Ratio moyen R_{xy}/R_{tot} [%]
R_{AB}	*22*	*48,7*	*24,3*	*41,3*	*4,3*
R_{BC}	*435,7*	*435,2*	*464,7*	*422,8*	***55,3***
R_{CD}	*15*	*21,2*	*6,1*	*28,9*	*2,2*
R_{DE}	*103,9*	*80,6*	*83,3*	*87,7*	***11,2***
R_{EF} (interco.)	***165,2***	***165,1***	***172,4***	***178,3***	***21,4***
R_{FG}	*2,2*	*1,9*	*4,9*	*4,7*	*0,4*
R_{GH}	*51,2*	*26,6*	*115,9*	*121,9*	*9,9*
R_{TOT}	***795,2***	***779,3***	***871,6***	***885,6***	*100*

Tab. 2-5 Synthèse des mesures de résistances de contact pour un module WB

Et ceux pour les modules rubans :

Module Ruban (I_{DS} = 10A ; I_{GS} = 15V)

Résistances [μΩ]	Puce HS Droite	Puce HS Gauche	Puce LS Gauche	Puce LS Droite	Ratio R_{xy}/R_{tot} [%]
R_{AB}	*23,1*	*49,9*	*25,1*	*40,7*	*4,6*
R_{BC}	*429*	*432*	*433,9*	*446,4*	***58,1***
R_{CD}	*37,5*	*47,8*	*13,9*	*21,5*	*4,0*
R_{DE}	*73,7*	*75,5*	*95,9*	*91,7*	***11,2***
R_{EF} (interco.)	***129,8***	***131,5***	***149,8***	***143,7***	***18,5***
R_{FG}	*3,9*	*5*	*6,2*	*5,5*	*0,7*
R_{GH}	*52*	*27,2*	*99,9*	*105,5*	*9,5*
R_{TOT}	***749***	***768,9***	***824,7***	***855***	*100,0*

Tab. 2-6 Synthèse des mesures de résistances de contact pour un module Ruban

Après analyse, le premier constat établi est que les MOSFETs représentent à eux seuls environ 52% de la résistance totale « à froid » (soit hors fonctionnement au point nominal du transistor de puissance). L'interconnexion, quant à elle, pèse de 17% pour le Ruban à 20% pour le WB par rapport à R_{tot}, ce qui est logique puisque la section totale de conducteur pour 3 rubans est 30% plus grande que pour 7 fils de bonding (comme dit précédemment). Enfin, dernier point par ordre d'importance, la soudure supérieure entre la métallisation du MOSFET et l'interconnexion centrale varie autour des 11% de la résistance totale. La qualité d'une soudure ultrasonique, et donc sa résistance électrique, peut dépendre de plusieurs facteurs : fréquence des ultrasons, température ambiante, force de maintien, puissance ultrasonique, temps de soudage, qualité de surface, etc. [19].

2.7.2 Présentation du banc d'expérimentation

Au sein de l'organe auquel ces modules sont dédiés, lorsqu'un défaut survient et provoque la mise en court-circuit d'un des bras d'onduleur, c'est toute la tension de la batterie 48V qui se retrouve aux bornes du module. Les courants de court-circuit pour de telles applications peuvent facilement atteindre les 1000A voire plus, pendant plusieurs secondes ou centaines de millisecondes en l'absence d'éléments auxiliaires de protection ; l'interconnexion faisant office de fusible (phénomène de « lift-off »).

Dans le but de reproduire le plus fidèlement possible ces conditions de destruction des modules de puissance VALEO et de les étudier, nous avons monté une plateforme d'expérimentation représentée en Fig. 2-32. Elle comprend une caméra thermique à capture rapide (200 images par seconde) et un oscilloscope. Précisons à nouveau que ces modules détruits ne comportaient pas non plus de gel d'enrobage en silicone :

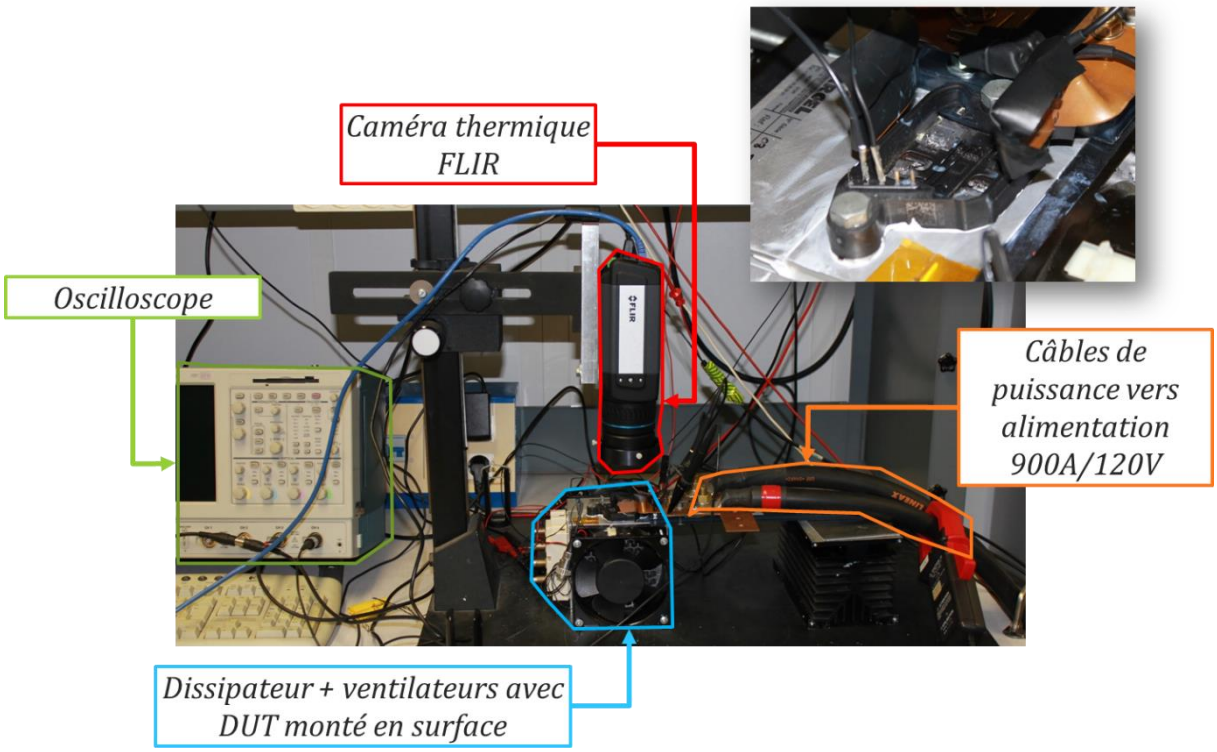


Fig. 2-32 Photographie du banc d'essai destructif sur les modules BT VALEO

Les formes d'ondes observées sur chaque essai présentaient les mêmes étapes, précédant la survenue du défaut qui se traduit par une ouverture pure et simple des fils de bonding ou des rubans.

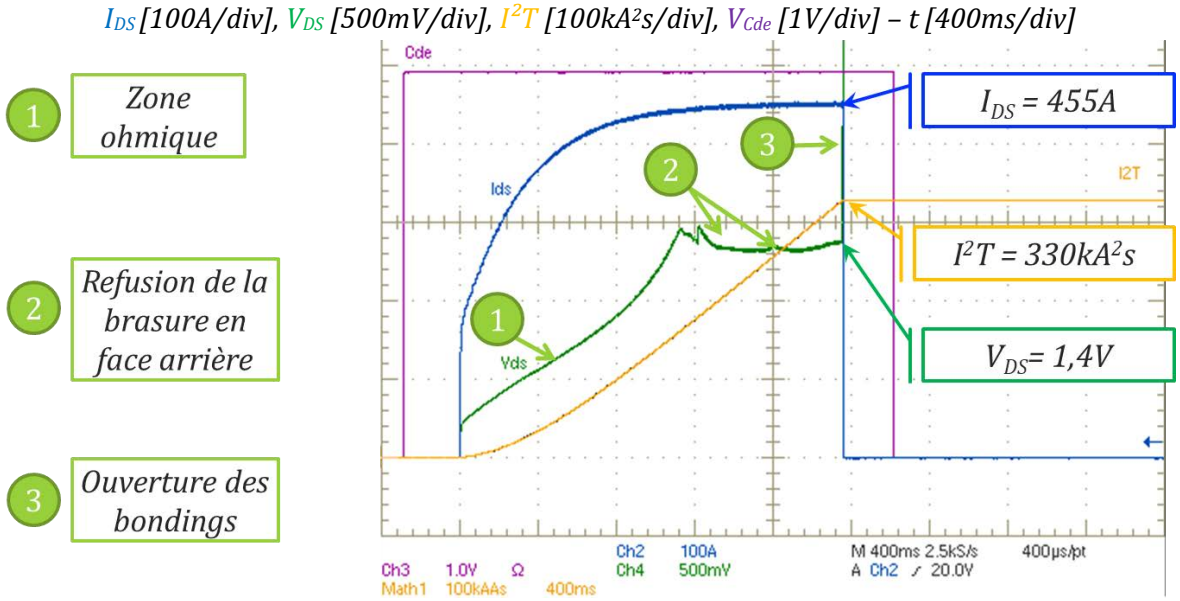


Fig. 2-33 Formes d'ondes relevées à l'issue d'un essai destructif sur un module WB pendant 2s @ 455A

Toutefois, peu avant le passage en circuit-ouvert du DUT, on remarque un comportement erratique, probablement corrélé au phénomène de refusion métallique de la brasure inférieure de la puce, voire la refusion des fils (ou rubans) eux-mêmes.

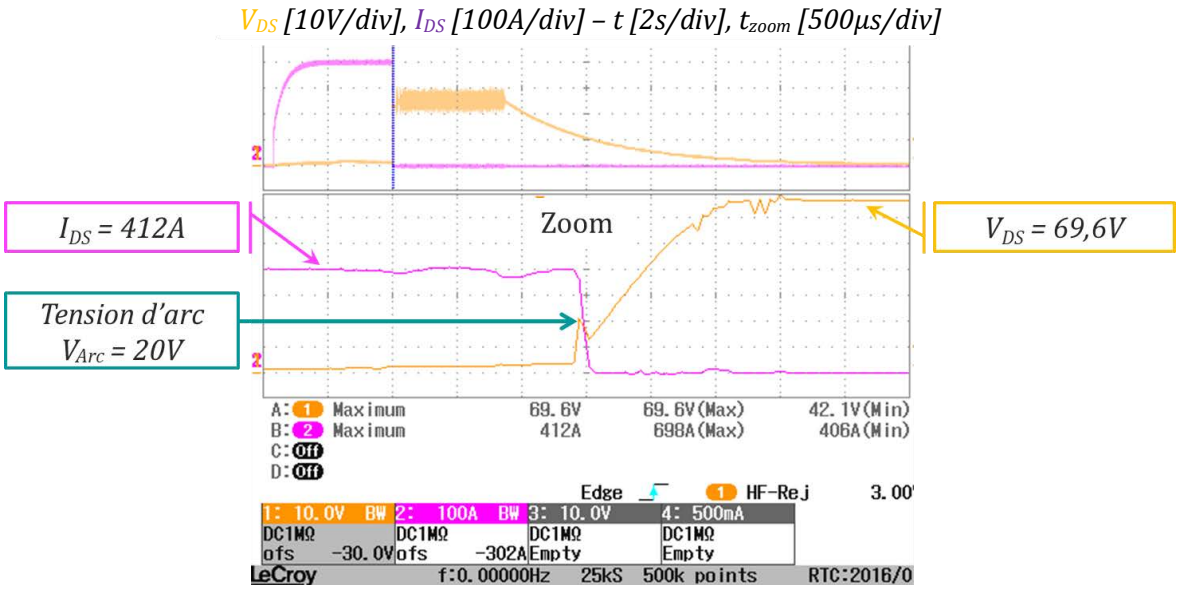


Fig. 2-34 Tension d'arcing avant "lift-off" des bondings

Enfin, un arc électrique est clairement observable un instant avant le « lift-off » de l'interconnexion du transistor, dont la tension d'arc a été mesurée à plusieurs reprises autour des 20V (tension drain-source). Après l'arc et la fusion de l'interconnexion, la tension aux bornes du module est dépendante de la tension à vide de l'alimentation de puissance, i.e. 70V. Cette tension est ensuite coupée automatiquement par la commande et se décharge par un ballast résistif interne à l'alimentation.

2.7.3 Enregistrement IR rapide à la caméra thermique

Pour mieux saisir ces étapes menant au défaut, la caméra thermique employée ici nous a permis de filmer et de sauvegarder leur manifestation, comme nous pouvons le voir plus bas.

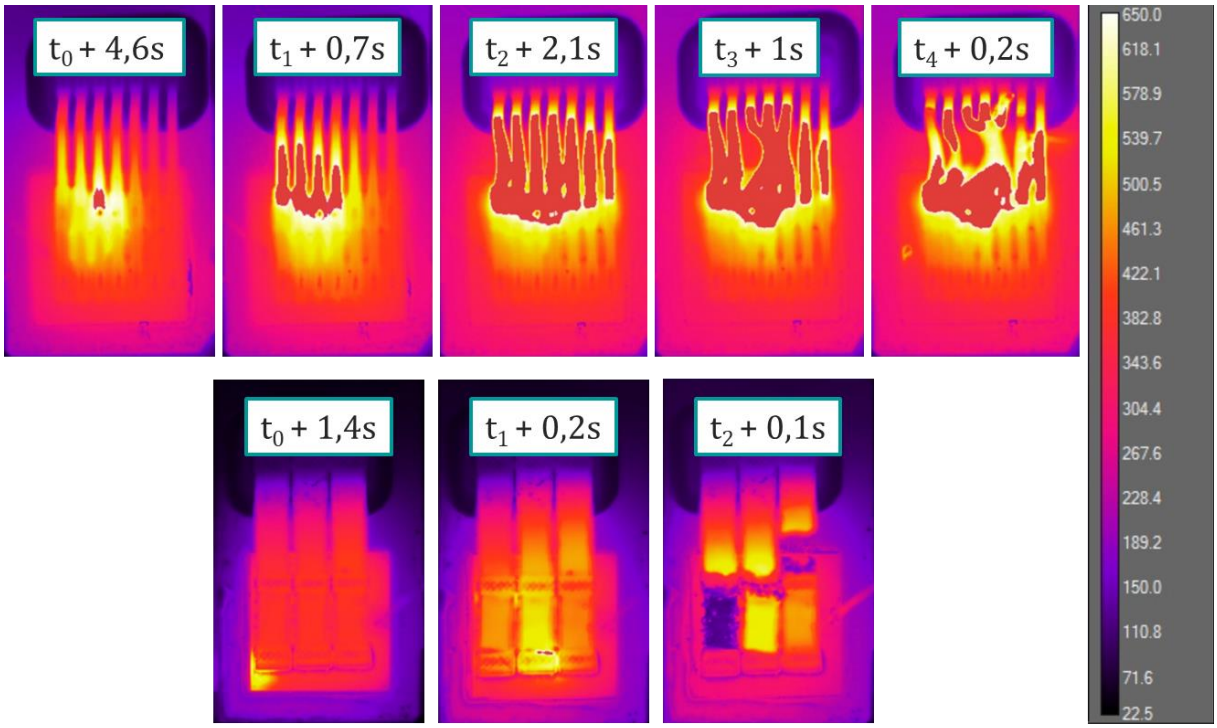


Fig. 2-35 Puce MOSFET LS connectée en WB, détruite à 350A après 10s (haut) ; puce MOSFET LS connectée en ruban, détruite à 450A après 2s (bas)

Captures de la caméra thermique FLIR A655sc à 200 images par seconde en mode fenêtré (logiciel FLIR Research IR Max 4)

<u>NB :</u> Les zones de couleur rouge recouvrant les fils de bonding dès la première vue sont de températures plus élevées que le maximum du calibre de la caméra et donc hors échelle (T > 650°C), la température de fusion de l'aluminium étant de 660,3°C.

Au sujet du module filaire détruit, on peut observer sur la toute première photographie un point particulièrement chaud au niveau du troisième bonding, ce qui traduit un déséquilibre dans la répartition des courants. Ce déséquilibre est exacerbé à mesure que l'essai se poursuit, comme en attestent les images suivantes, jusqu'à atteindre la déformation, la fusion et finalement l'expulsion des fils centraux du MOSFET sans que les attaches des pieds ne soient arrachées.

En ce qui concerne le module ruban, le point le plus chaud se situe non pas sur l'un des trois rubans mais sur le coin inférieur gauche du transistor. Par la suite, le point chaud devenant une large zone chaude, celle-ci se déplace rapidement vers la tête de soudure du ruban central mais c'est bien au niveau de la soudure entre la masse et la puce que la connectique s'est rompue de manière brève et violente.

2.7.4 Interprétation des modes de défaut WB et Ruban

2.7.4.1 Calcul théorique de l'I^2T équivalent des modules BT

Le marqueur choisi ici est la capacité de tenue à la surintensité prolongée (surcharges de quelques secondes) des interconnexions. Bien que nous ayons affaire à un phénomène de diffusion de chaleur non adiabatique, ce marqueur reste à la fois représentatif et pertinent pour le type d'application dont il est question (application automobile BT et fort-courant avec de fortes résistances électriques dues à la connectique et la batterie). Un marqueur proche et plus connu serait l'I^2T, cependant plus le temps de diffusion augmente plus l'I^2T augmente.

Dans la littérature, il existe un moyen d'évaluer approximativement l'I^2T d'un conducteur. L'équation Eq. 2-2 nous donne ceci pour les deux types d'interconnexion considérés :

$$I^2T = \frac{\mu . C_p . S^2}{\rho_{25°C} . \alpha} \times \ln\left(\frac{1+\alpha\left(\theta_{final} - 25°C\right)}{1+\alpha(\theta_{init} - 25°C)}\right) \qquad \textit{Eq. 2-6}$$

Avec pour hypothèses :

- Un régime adiabatique (soit le pire cas, car il n'y a aucun échange avec l'extérieur) ;
- Formulation indépendante de la longueur du conducteur.

Pour autant, et comme dit précédemment, cette formule n'est pas valide sur des temps d'injection longs (supérieurs à quelques millisecondes). En effet, l'assemblage sous la puce et la puce elle-même forment un puits de chaleur qui refroidit efficacement les rubans par conduction de la chaleur, convection et rayonnement ne peuvent pas non plus être négligés. L'hypothèse du régime adiabatique n'est donc plus vérifiée et se retrouve hors du domaine de validité de la formule employée.

Paramètres	**WB Al**	**Ruban Al**	**Unités**
θ_f	*660,32*	*660,32*	°C
θ_{init}	*20*	*20*	°C
α	*3,93E-03*	*3,93E-03*	S.D
e	*5,00E-04*	*2,00E-03*	m
l	-	*3E-04*	m
S	*1,96E-07*	*6,00E-07*	m^2
C_p @ 25°C	*896*	*896*	$J.kg^{-1}.°C^{-1}$

Tab. 2-7 Caractéristiques des interconnexions WB et Ruban

N connexions	**$I^2T_{Equ.}$**		**Unités**
	WB Al	**Ruban Al**	
1	*1,08E+03*	*1,01E+04*	$A^2.s$
3	*9,70E+03*	***9,06E+04***	
7	***5,28E+04***	*4,93E+05*	
9	*8,73E+04*	*8,15E+05*	

Tab. 2-8 Résultats théoriques obtenus pour les deux interconnexions

On retrouve l'équivalence entre 3 rubans Al et 9 WB discutée plus haut (valeurs en bleu dans le Tab. 2-8), d'où un ruban Al vaut 3 WB Al. Enfin, comme estimé auparavant, les modules câblés en ruban Al devraient montrer une meilleure propension à la tenue en surintensité sur temps courts, que les modules WB Al.

2.7.4.2 Mesures expérimentales de surcharges prolongées des modules BT

Dans ce qui suit, nous distinguerons la surcharge destructive de la surcharge pré-destructive. En effet, la première est la valeur mesurée lors de la destruction définitive du composant alors que la seconde est quantifiée lors de l'essai précédant l'essai destructif.

Contrairement aux résultats théoriques obtenus plus haut, les mesures expérimentales démontrent que les fils de bonding se démarquent des rubans si on ne considère que la surcharge destructive, ce qui n'est pas forcément le cas avant destruction. En effet, sur les temps d'injection de 2s et 5s, l'écart est faible voire même à l'avantage des modules WB, alors qu'à 10s, les rubans ont tenu 50A supplémentaires. Les valeurs de I^2T équivalentes des rubans restent néanmoins inférieures à celles des modules WB, bien que leur section soit 20% plus élevée. À plus fort courant, le point de fusion est atteint plus rapidement localement, ce qui a pour conséquence directe une augmentation de la résistance de connexion et par la même occasion, une augmentation des pertes par effet Joule. Finalement, cet enchaînement aboutit à la destruction prématurée des interconnexions.

WB Al

	$T_{injection} \approx 2s$		$T_{injection} \approx 5s$		$T_{injection} \approx 10s$	
$T_{effectif}$ [s]	*1,96*	*2*	*3,6*	*5*	*8,6*	*10*
I_P [A]	***450***	***400***	***400***	***350***	***350***	***300***
I^2T équivalent [kA².s]	*328,6*	*349,3*	*539,8*	*662,8*	*1003*	*914,4*

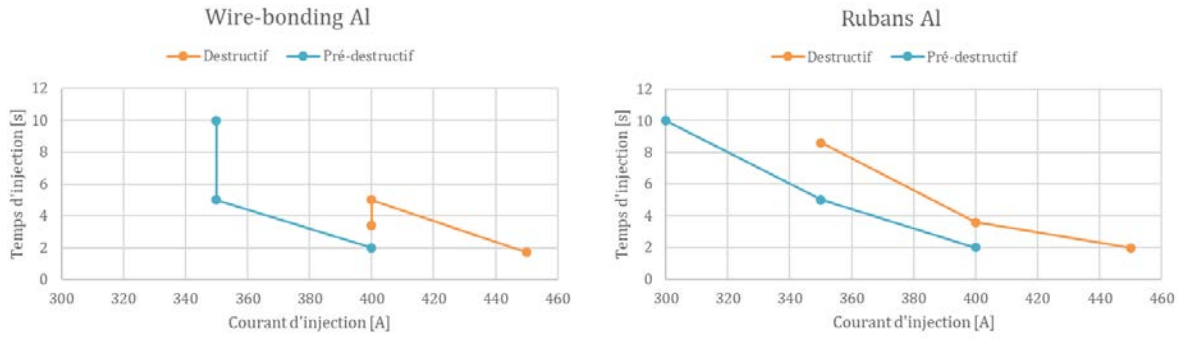
Ruban Al

	$T_{injection} \approx 2s$		$T_{injection} \approx 5s$		$T_{injection} \approx 10s$	
$T_{effectif}$ [s]	*1,7*	*2*	*2,8*	*5*	*3,4*	*10*
I_P [A]	***450***	***400***	***400***	***350***	***400***	***350***
I^2T équivalent [kA².s]	*277,5*	*324,5*	*401,1*	*607,2*	*503,8*	*1310*

Tab. 2-9 Résultats expérimentaux obtenus avec les modules BT VALEO

NB : Les valeurs en rouge dans le tableau ont été relevées lors de la destruction du DUT, alors que celles en noir l'ont été lors de l'essai précédent l'essai destructif.

Pour illustrer ces résultats, nous avons choisi de les représenter sur le schéma d'une courbe de fusion d'un fusible [$t = f(I)$].



(a) (b)

Fig. 2-36 Courbes d'endommagement pour les interconnexions WB (a) et Ruban (b)

Les valeurs en orange sont issues d'essais destructifs alors que celles en bleu proviennent d'essais pré-destructifs.

Pour mieux illustrer ces propos, voici un graphique ci-dessous :

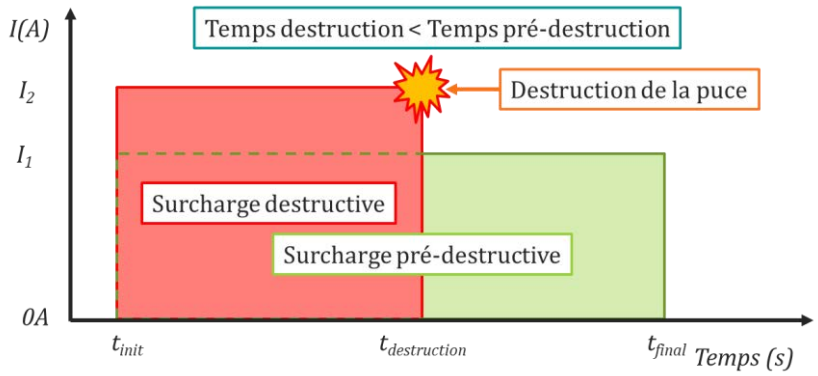


Fig. 2-37 Distinction schématique entre la surcharge destructive et celle pré-destructive

Il faut noter que la surcharge destructive se produit à plus fort courant, donc en régime de contrainte bien plus proche du régime adiabatique que le mode non destructif. C'est la raison pour laquelle le temps de destruction est supérieur.

La grandeur de I^2T équivalente est calculée par intégration du carré du courant mesuré multiplié par le temps t. Ainsi, il peut arriver que sur une même fenêtre temporelle, si l'intensité du courant injecté est augmentée, le transistor est détruit prématurément comme illustré sur la Fig. 2-37. C'est pourquoi il n'est pas étonnant de se retrouver avec une valeur de I^2T moins importante après destruction de la puce, qu'à l'essai précédent. A titre d'exemple, un passage de 400A à 450A pour un même horizon de temps, provoque une augmentation en I^2T de 42,5kA^2.s.

2.7.5 Bilan sur les modules VALEO

Au final, l'effet fusible s'est vérifié sur tous les modules détruits, dans tous les cas de figure et ce, indépendamment des paramètres d'essai. L'effet « lift-off » par décollement des pieds est rare et ne représente pas un mode d'endommagement net. Toutefois, il est nécessaire de rappeler qu'aucun des modules n'était encapsulé. Quand bien même, les résultats avancés par VALEO dans leurs locaux confirment encore cette tendance avec des modules gélifiés.

Le point faible des bondings réside en leur longueur de fil la plus grande (2/3 + 1/3), ce qui induit une résistance électrique accrue et, par conséquent, des pertes Joules plus importantes dans cette partie, sans oublier des déséquilibres importants dans la répartition du courant. Pour ce qui est des rubans, leur première soudure sur le transistor est le lieu systématique de leur ouverture.

Par ailleurs, le ruban offre une moins bonne tenue à la surintensité en cas de court-circuit que le WB, alors que l'inverse était attendu selon la théorie. Cela peut s'expliquer par des conditions de test perfectibles : un transitoire en courant trop long et peu représentatif d'un court-circuit batterie automobile, des incréments en courant trop importants ou encore des fenêtres temporelles trop longues (induites par ce même transitoire lent). Néanmoins, l'extrapolation des courbes obtenues montre que l'estimation théorique rejoint l'expérimentation pour des temps très courts.

2.8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis, dans un premier lieu, de mettre en évidence la prépondérance au mode de défaut « fail-to-short » des modules DLB, grâce notamment à l'épaisseur importante de la brasure entre la puce et le clip, à travers des essais destructifs des puces. Ensuite, ces mêmes essais ont permis de mettre en évidence le rôle non négligeable de l'encapsulant dans le mode de défaut d'un module suite à une défaillance. En effet, les « mêmes » modules comprenant des WB au lieu d'un DLB, ne donnent pas d'effet fusible comme on peut le voir dans les modules WB encapsulés en gel silicone mais ne sont pas pour autant de bons candidats pour intégrer une application basée sur un mode de défaut type court-circuit. D'ailleurs, ce comportement déjà étudié dans la thèse de Z. Dou [34], a été à nouveau confirmé par nos essais sur les modules VALEO de ce même type, que ce soit en WB ou en Ruban.

Dans un second temps, la mécanique de reformage métallique a pu être observée mais seulement sur les puces détruites avec un minimum d'énergie électrique. Les conséquences directes sont bénéfiques au mode de défaut recherché ici, à savoir : une résistance de défaut minimisée au maximum pour un minimum de pertes en conduction, ainsi qu'une stabilité sur le long terme (démontrée dans ce chapitre par les essais en endurance réalisés à la fin).

Enfin, une nouvelle technologie en appelant une autre, c'est grâce à l'expertise et aux moyens techniques du laboratoire du CNES-Thales Lab, qu'un « reverse engineering » a été rendu possible sans compromettre la topologie de la zone de défaut. De plus, les micro-sections illustrent et expliquent bien le reformage métallique de ces modules de puissance.

Le chapitre suivant aura pour vocation de traiter uniquement des modules DLB et WB de Mitsubishi, de leurs performances électriques et thermiques, et de la création de modèles par éléments finis recalés par l'expérimentation.

Bibliographie - Chapitre 2

[1] Pr. M. Johnson, A. Castellazzi et al., The University of Nottingham, « Trends and Challenges in Power Electronic Packaging ».

[2] I. Yaqub, « Investigation Into Stable Failure To Short Circuit In IGBT Power Modules », Université de Nottingham, Thèse, 2015.

[3] Mitsubishi Electric Corporation, « Mitsubishi Electric to Release Sample J-Series T-PM Extra Compact Type », No. 2902, [En ligne], Tokyo, February 12, 2015. http://www.mitsubishielectric.com/news/2015/0212-c.html

[4] E. R. Motto, J. F. Donlon, « Transfer Molded IGBT Module for Electric Vehicle Propulsion », Powerex, [En ligne], February 16, 2012. http://www.pwrx.com/pwrx/app/PWRX%20Transfer%20Molded%20GBT4EV%20Propulsion.pdf

[5] W. Wu, C. Fan, Y. Wang, Y. Wang, X. Cui, P. Jacob, M. Held, « SEM investigation on IGBT latch-up failure » in 6th International Conference on Solid-State and Integrated-Circuit Technology, 2001. Proceedings, vol.2, pp.1040-1042 vol.2, 22-25 October, 2001, DOI: 10.1109/ICSICT.2001.982074.

[6] M. T. Rahimo, N. Y. A. Shammas, « Freewheeling diode reverse-recovery failure modes in IGBT applications », in IEEE Transactions on Industry Applications, vol.37, no.2, pp.661-670, March/April, 2001, DOI: 10.1109/28.913734.

[7] O. Dhouha, « Etude d'interrupteurs de puissance en carbure de silicium et potentiel d'utilisation dans les convertisseurs aéronautiques », Thèse de l'ENS Cachan - Paris Saclay, 14 décembre 2015.

[8] Z. Wang, X. Shi, L. M. Tolbert, F. Wang, Z. Liang, D. Costinett, B. J. Blalock, « Temperature-Dependent Short-Circuit Capability of Silicon Carbide Power MOSFETs », in IEEE Transactions on Power Electronics, vol.31, no.2, pp.1555-1566, February, 2016, DOI: 10.1109/TPEL.2015.2416358.

[9] S. Clemente, « Transient thermal response of power semiconductors to short power pulses », in IEEE Transactions on Power Electronics, vol.8, no.4, pp.337-341, October, 1993, DOI: 10.1109/63.261001.

[10] V.-S. Duong, « Etude de l'intégration d'une protection par fusible dans les convertisseurs à IGBT », thèse de doctorat soutenue le 3 Juillet 1997 à l'ENSIEG - INP Grenoble.

[11] R. Zehringer, A. Stuck, T. Lang, « Material requirements for high voltage high power IGBT devices », Solid state Electronics, Vol. 42, N° 12, pp 2139-2151, 1998.

[12] F. Richardeau, Z. Dou, J.-M. Blaquière, E. Sarraute, D. Flumian and F. Mosser, « Complete short-circuit failure mode properties and comparison based on IGBT standard packaging. Application to new fault-tolerant inverter and interleaved chopper with reduced parts count. », in EPE, Birmingham, 2011.

[13] G. Flury, B. Gollentz and C. Conilh, « Fault-tolerant Inverter for Subsea Applications », in EPE, Barcelona, 2009.

[14] S. Gunturi and D. Schneider, « On the Operation of a Press Pack IGBT Module Under Short Circuit Conditions », in IEEE Transactions on advanced packaging, Vol. 29, 2006.

[15] R. Schlangen, H. Deslandes, T. Lundquist, C. Schmidt, A. Franck, K. Yu, A. Andreasyan and S. Li, « Dynamic Lock-in Thermography for Operation Mode-dependent Thermally Active Fault Localization », in ESREF, Gaeta, 2010.

[16] C. Schmidt, F. Altmann and C. Grosse, « Lock-in-Thermography for 3-dimensional localization of electrical defects inside complex packaged devices », in 34th ISFTA, Portland, 2008.

[17] C. Schmidt, F. Altmann, R. Schlangen and H. Deslandes, « Non-destructive defect depth determination at fully packaged and stacked die devices using Lock-in Thermography », in 17th IEEE IPFA, Singapore, 2010.

[18] Heraeus, « Bonding Wires for Semiconductor Technology », p. 20, [En ligne], Germany, 2017.
https://www.heraeus.com/media/media/het/doc_het/products_and_solutions_het_documents/bonding_wires_documents/Brochure_Bonding_Wire.pdf

[19] D. H. Minh, « Couplage thermomécanique lors de la soudure par ultrasons : application pour les thermoplastiques », Thèse, Université Paris-Est, 2009, Français.

Chapitre 3

MODELISATION MULTIPHYSIQUE ET REDESIGN DU MODULE DLB

La température maximale de jonction ($T_{J\ Max}$) ainsi que les résistances thermiques (R_{th}) constituent les données de base, fournies ou non par le constructeur, permettant le dimensionnement du refroidisseur à associer au dispositif de conversion pour garantir le bon fonctionnement des semi-conducteurs. En effet, la $R_{thJ\text{-}C}$ (Junction-to-Case ou jonction-boîtier) permet le dimensionnement d'un système de refroidissement dans lequel la semelle de cuivre joue le rôle d'interface thermique, généralement vers un radiateur.

D'autre part, le fabricant donne parfois une courbe illustrant ce que l'on appelle l'impédance thermique $Z_{thJ\text{-}C}(t)$ effective rapportée au rapport cyclique du train d'impulsions rectangulaires de puissance dissipée dans le composant (cf. Fig. 3-1). Sur cette courbe on voit que pour des impulsions t_1 > 100ms, la valeur de l'impédance thermique tend vers la valeur de la résistance thermique.

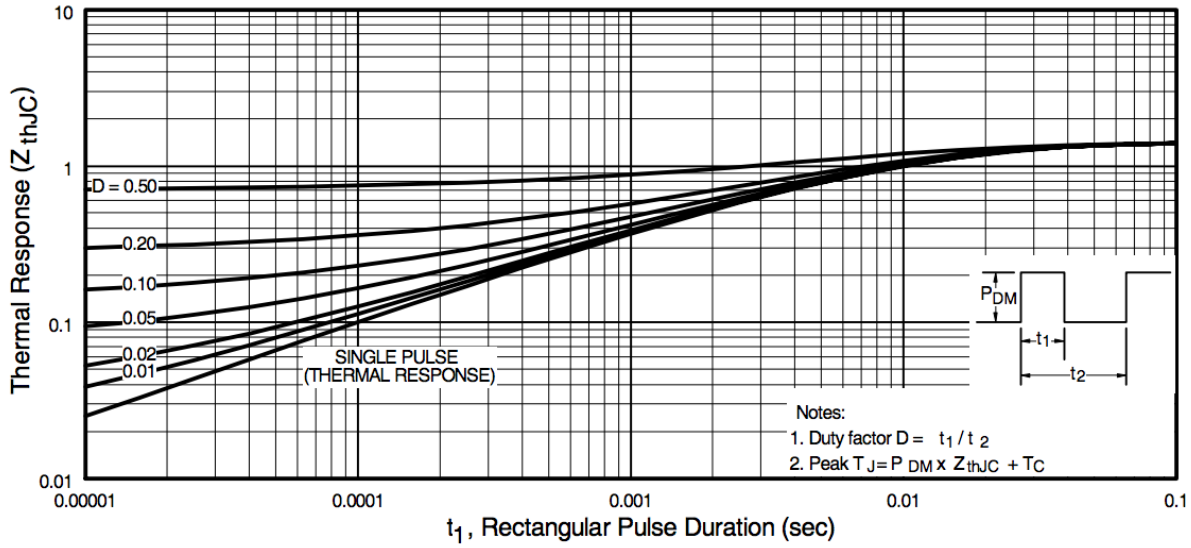


Fig. 3-1 Exemple d'impédance thermique effective Junction-to-Case du MOSFET Infineon IRLR2905PBF

Les limites théoriques des performances thermique (emballement aux alentours de 175°C) et électrique (résistance spécifique cf. Fig. 3-2) des composants de puissances en silicium étant atteinte, il est possible d'améliorer son assemblage pour augmenter la densité de puissance et réduire les pertes. Ce sont les principales raisons de l'apparition de nouveaux designs d'assemblage tels que le DLB. C'est pourquoi dans ce chapitre, nous allons mettre en évidence les avantages du DLB par rapport au standard du WB, tant sur le plan thermique que sur le plan fonctionnel.

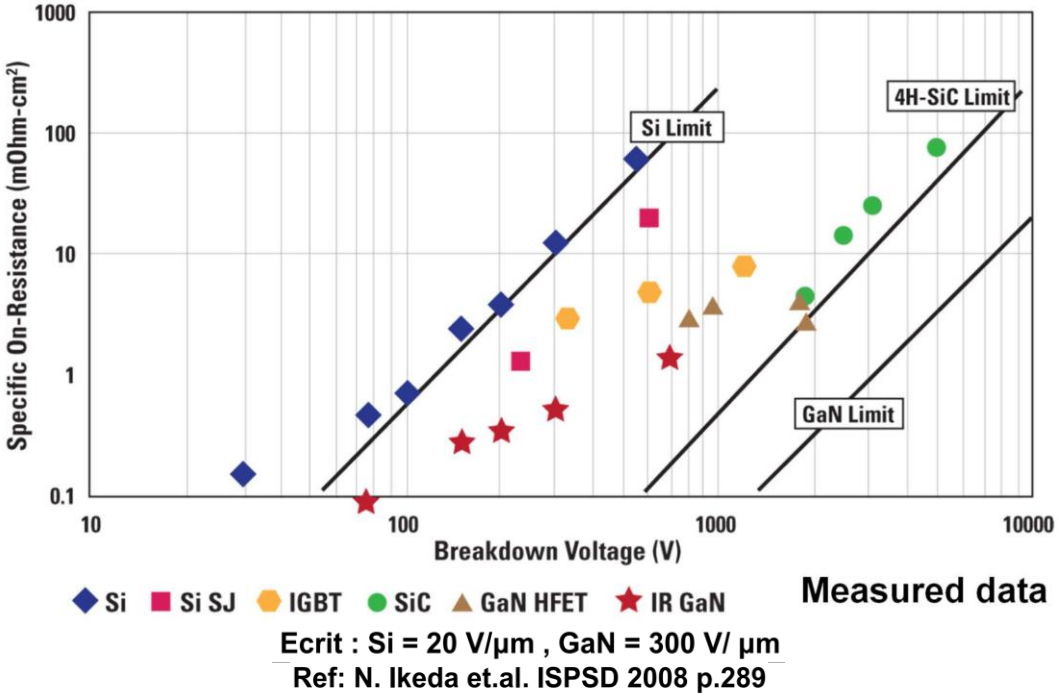


Fig. 3-2 Résistances spécifiques des puces semi-conductrices [1]

Durant cette étude, les résultats expérimentaux ont été confrontés à la simulation numérique rendue possible grâce au « reverse-engineering » réalisé par l'équipe du Thales-CNES Lab. Les modèles 2D et 3D ainsi réalisés nous ont permis d'élaborer un tout nouveau design d'assemblage 3D contenant des éléments de protection de type fusible.

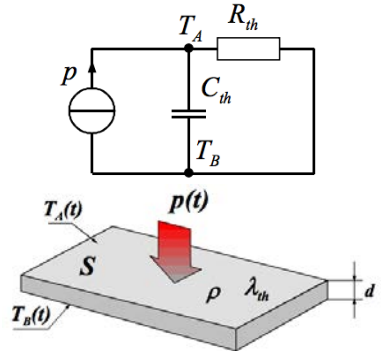
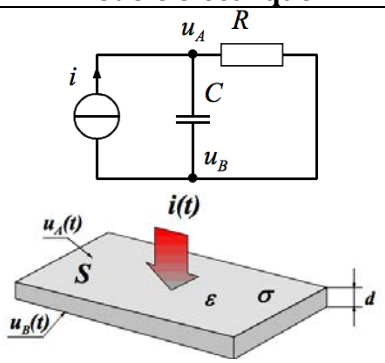
3.1 Campagne de mesures des résistances et impédances thermiques

3.1.1 Principe de mesure de R_{th} et Z_{th}

La résistance thermique (R_{th}) d'une couche, exprimée en °C.W^{-1}, permet de calculer l'élévation de température entre les deux faces de la couche lorsqu'un flux de chaleur supposé uniformément réparti, sans effet de bord, la traverse en régime stationnaire. La résistance thermique 1D équivalente d'un milieu homogène est, selon ces simplifications, définie selon l'épaisseur de la couche de matériau traversée d, sa conductivité thermique λ, et la surface effective traversée par le flux S :

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda . S} \ [°C.W^{-1}] \qquad \textit{Eq. 3-1}$$

L'équivalence avec le système électrique se traduit comme ci-dessous :

Modèle thermique	**Modèle électrique**
	
Avec : - T (température) [K] - P (chaleur) [W] - λ_{th} (conductivité therm.) [W.m^{-1}.K^{-1}] - R_{th} (résistance therm.) [°C.W^{-1}]	Avec : - U (tension) [V] - I (courant) [A] - σ (conductivité élec.) [1.Ω^{-1}.m^{-1}] - R (résistance élec.) [Ω]

Tab. 3-1 Equivalence entre les modèles thermique et électrique [2]

Le système thermique du module de puissance peut être représenté par une source de puissance continue (la puce) et un réseau de résistances thermiques associées en série (cf. Fig. 3-3) sous la forme d'une ligne de propagation de l'onde de chaleur. Ainsi, à chaque interface de l'assemblage, correspond une résistance thermique de contact entre deux couches. La Fig. 3-3 illustre cinq couches d'un assemblage modélisé en 1D par une série de résistances thermiques équivalentes, auxquelles peut s'ajouter la R_{th} modélisant les échanges entre le dissipateur et l'air ambiant (R_{Refr}).

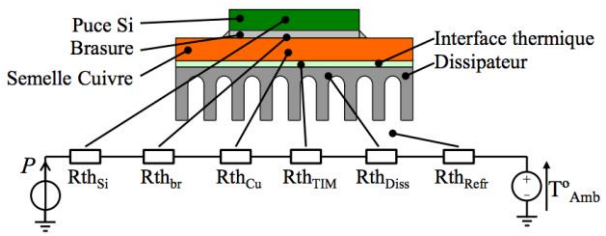


Fig. 3-3 Représentation schématique 1D distribuée d'un module non isolé et son schéma électrique [2]

Selon sa définition, la résistance thermique peut aussi s'exprimer, en régime temporel établi, selon la formule suivante :

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} \ [°C.W^{-1}] \qquad \textit{Eq. 3-2}$$

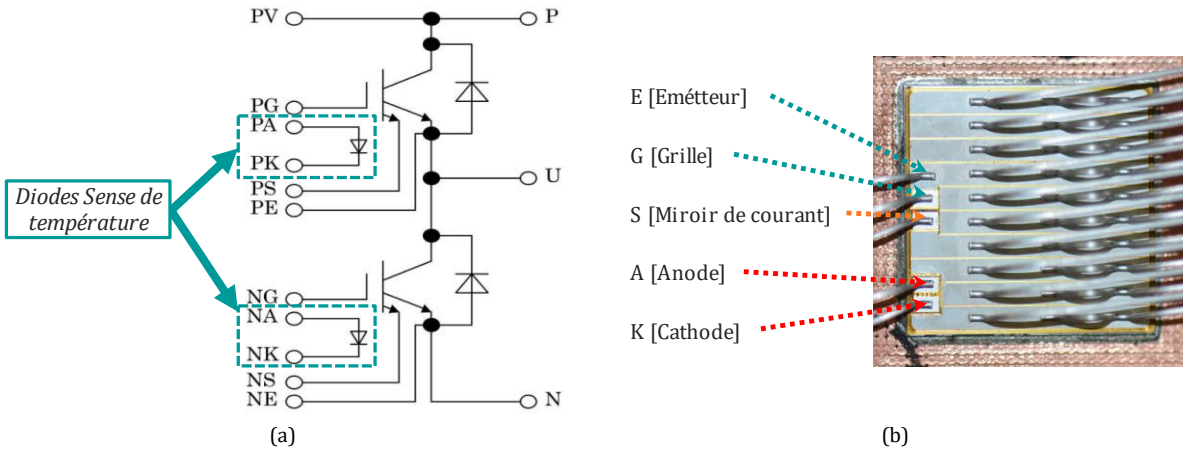
Cette formulation traduit donc que la réalisation d'une mesure de R_{th} jonction-boîtier nécessite de connaître avec précision la température de jonction du semi-conducteur, la température de la semelle du boîtier et la puissance injectée transitant de la puce vers la semelle. D'autant plus que cette puissance doit être relativement bien maîtrisée tout au long de la durée de la mesure jusqu'à atteindre l'équilibre thermique.

De la même façon, l'impédance thermique transitoire Z_{th} est caractérisée par la réponse temporelle à un échelon de puissance d'un semi-conducteur au sein même de son assemblage. On parle alors de mesures transitoires.

$$Z_{thJC} = \frac{T_J(t) - T_C}{P} \ [°C.W^{-1}] \qquad \textit{Eq. 3-3}$$

Dans ce cas précis, la température T_C ainsi que la puissance P doivent être considérées comme constantes à l'échelle de la température de jonction T_J. Le refroidissement du boîtier doit donc être efficace et la puissance injectée doit être maîtrisée pour rester constante tout du long.

Par ailleurs, autant la température de la semelle reste accessible facilement, autant la température de jonction est moins évidente à connaître avec précision. Les moyens d'instrumentations externes comme les thermocouples, les sondes PT100 ou encore l'emploi d'imagerie infrarouge ne peuvent pas être utilisés pour obtenir les températures sur la puce au sein d'un module de puissance [3]. Néanmoins, il existe des modules de puissance dont les puces, dites « intelligentes », sont dotées de miroir de courant, de diode de température (capteur) voire les deux. C'est le cas des modules dont nous cherchons à caractériser les résistances et impédances thermiques. Seulement, étant donné l'emplacement du capteur sur le côté de la puce et sachant qu'il peut y avoir de forts gradients de température entre le centre et les bords, nous ne nous sommes pas contentés de ce capteur.



V_F	On-chip temperature-sense diode voltage	I_F = 200µA	(2.50)	(2.60)	(2.70)	V
		I_F = 200µA, T_j = 125°C	(1.83)	(1.93)	(2.03)	V

Fig. 3-4 Schéma électrique des modules DLB CT600DJH060 (a) ; photographie d'une puce WB (b) ; caractéristiques des diodes du capteur de température (bas)

N'étant pas démocratisé sur tous les composants discrets dans le commerce, il existe un autre moyen d'accéder à la mesure de la température de jonction d'un semi-conducteur de puissance : le paramètre thermosensible (PTS). La mesure de température est alors indirecte et est réalisée via la chute de tension directe d'une diode polarisée par un faible courant. Sa linéarité, sa sensibilité, sa reproductibilité et sa facilité d'étalonnage en font le paramètre idéal. Néanmoins, son inconvénient majeur est qu'il n'est pas exploitable lors de l'injection de puissance (phase d'échauffement), étant donné que le courant de polarisation emprunte le même « chemin ». Il est alors nécessaire de distinguer et de dissocier la phase d'échauffement de la phase de mesure.

3.1.1.1 Méthode de mesure de la R_{th}

Partant des principes énoncés plus haut, on peut citer les étapes à respecter afin de réaliser la mesure de R_{th} d'un composant discret :

- Le module de puissance, préalablement monté sur un dissipateur à eau, est chauffé de manière active (pertes par conduction). Un courant de puissance (I_P) est injecté dans le composant commandé à l'état passant jusqu'à atteindre le régime établi ;

- Puis, on substitue le courant de chauffe par le courant de mesure (I_M), dont la valeur est celle utilisée pour l'étalonnage du PTS, afin de polariser la diode de jonction Collecteur-Emetteur (C-E) de l'IGBT. Ce principe reste valable dans le cas de MOSFET, le PTS étant soit la valeur de $R_{DS\text{-}ON}$ soit la diode de corps (méthode la plus répandue). Cette étape intervient seulement quelques microsecondes après l'annulation du courant de puissance dans la puce ;

- Enfin, connaissant T_J, la température du radiateur à l'interface T_C (grâce à une sonde thermocouple), et la puissance thermique injectée - via un simple calcul ($P_{th} = V_{CE} \times I_C$) - on peut calculer la résistance thermique grâce à l'équation Eq. 3-4.

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P_{th}} = \frac{T_J - T_C}{V_{CE} \times I_C} \ [°C.W^{-1}] \qquad \textit{Eq. 3-4}$$

L'avantage de ce type de procédé est qu'aucune sonde ne vient perturber la mesure de température au niveau de la puce de puissance. De plus, il n'est pas possible d'obtenir de résultats précis si la dépendance en température est déterminée à fort courant. En effet, la chute de tension aux bornes de la diode employée comme PTS ne serait pas complètement linéaire et on perdrait en sensibilité thermique, comparé à une caractérisation à faible courant.

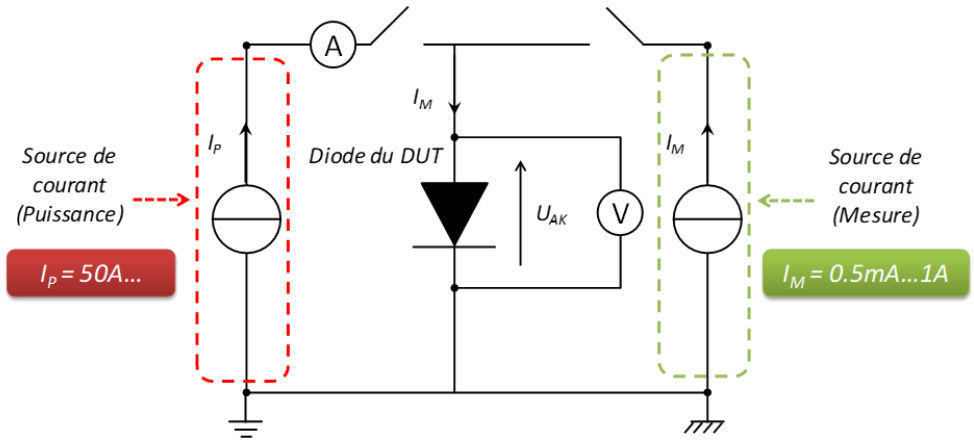


Fig. 3-5 Schéma électrique de principe de la mesure de T_J via PTS

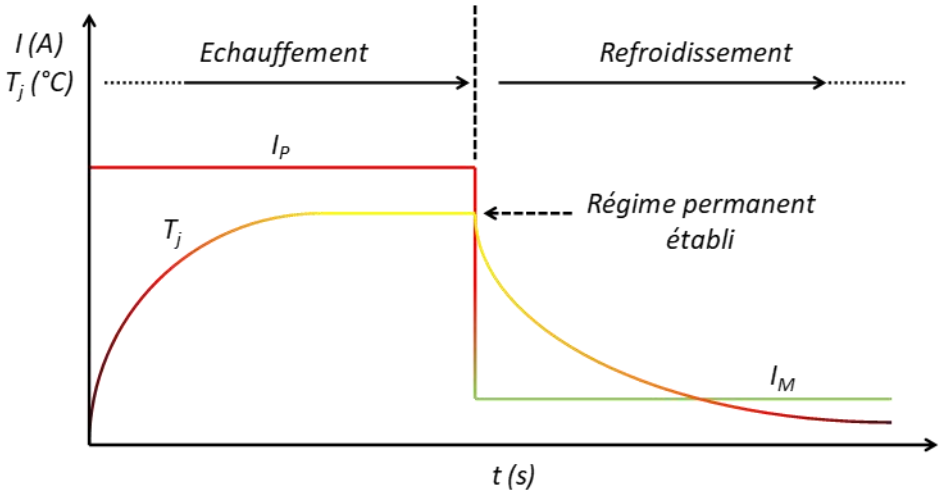


Fig. 3-6 Principe de mesure : injection d'un courant de mesure après le régime établi

Le refroidissement du composant est observé en analysant la chute de tension aux bornes de la diode parcourue par le courant de mesure, le plus rapidement possible après la fin de l'injection du courant de chauffe. Des phénomènes transitoires peuvent altérer la mesure dans les premières dizaines de microsecondes de refroidissement. L'utilisation du signal provenant du PTS durant ces transitoires peut mener à des erreurs importantes sur la détermination de la température de jonction.

NB : Même si l'utilisation d'interrupteurs électroniques permet de commuter très rapidement (quelques µs), entre la coupure de la puissance et le début de la mesure du PTS, la jonction peut refroidir significativement et engendrer une erreur sur la température mesurée.

La méthode permettant de s'affranchir de ces transitoires non thermiques, qui a été adoptée dans les travaux, est d'extrapoler la partie linéaire du signal $T_J = f(\sqrt{t})$. En effet, en théorie, dans le cas d'un milieu homogène semi-infini soumis brutalement à un flux de chaleur surfacique constant (condition de Neumann), l'évolution de la température au niveau de la surface est proportionnelle à la racine carrée du temps. L'évolution linéaire en racine de t est aussi valable au refroidissement lorsque le régime permanent a été préalablement établi.

NB : Pour pallier le manque de précision et de fiabilité de la mesure T_{case} grâce à la sonde thermocouple, il est préconisé de réduire le nombre de points relevés.

Enfin, l'emplacement de la sonde thermocouple est très important afin d'obtenir des résultats fiables, au vu des différents « chemins » que le flux de chaleur peut emprunter au travers des différents matériaux empilés. Un léger décalage de la sonde peut entraîner une incohérence importante sur le relevé de température et, par conséquent, sur le calcul de R_{th}. Des standards, tels que l'IEC 60747 [4] ou encore le JEDEC [5], recommandent de percer un trou dans le dissipateur d'un diamètre de 2,5mm à l'aplomb du centre de la puce et de laisser 2mm (+/-1mm) d'écart avec la surface de contact (cf. Fig. 3-7 ci-après). Enfin, le nombre de points mesurés doit être minimal afin d'éviter toutes interférences avec la sonde thermocouple.

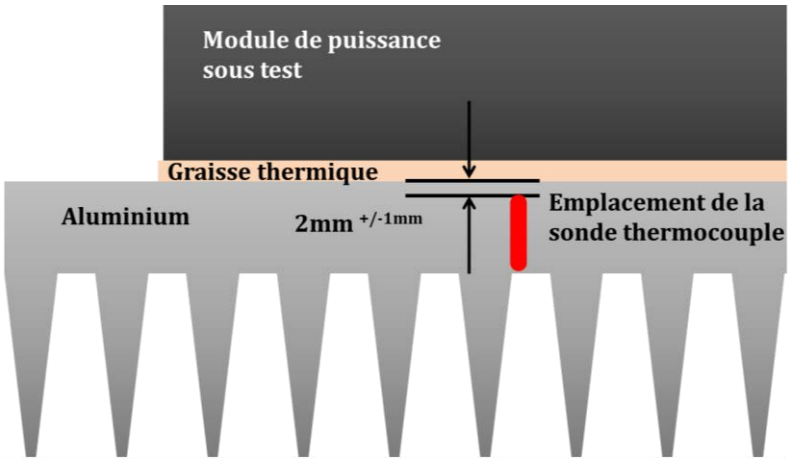


Fig. 3-7 Placement recommandé pour la sonde de température thermocouple mesurant T_C

<u>NB :</u> Pour des raisons purement matérielles, nous n'avions à disposition qu'un dissipateur renfermant un circuit d'eau. N'étant pas en possession des plans dudit dissipateur, il était impossible d'effectuer une percée pour y disposer la sonde thermocouple sans risquer de compromettre le circuit de refroidissement. De fait, nous avons choisi de rainurer la surface du dissipateur thermique afin d'y insérer les sondes thermocouples et de les disposer à la verticale du centre de l'IGBT sous test.

3.1.1.2 Méthode de mesure de la Z_{th}

Il existe deux méthodes de mesure de l'impédance thermique :

- La « Cooling Curve Technique » qui consiste à dissiper une puissance P dans le composant jusqu'à atteindre le régime établi, de stopper l'injection de puissance puis d'observer la courbe du refroidissement de T_J via un PTS. Cette courbe en refroidissement est le conjugué de la courbe de chauffe, si l'on fait l'hypothèse que les lois du comportement thermique sont régies par des équations linéaires.

NB : Cette hypothèse ne tient pas compte du phénomène de diffusion de cône de chaleur qui varie entre le régime permanent et le transitoire, ni de la dépendance en température des propriétés des matériaux. Aussi, cette méthode est utilisée pour observer l'ensemble de l'assemblage et l'impact thermique de toutes les couches lors du vieillissement plutôt que pour caractériser l'interconnexion puce/substrat.

- La « Pulsed Heating Curve Technique » qui se définit par l'injection d'un créneau de puissance d'amplitude P et de durée variable T_{inj} pour mesurer T_J en fin d'injection. Une fois le système revenu à sa température de départ et à l'équilibre thermique, on réitère l'opération pour des durées d'injection croissantes, jusqu'à atteindre le régime permanent (synonyme de R_{th}). A partir de chaque courbe de refroidissement obtenue pour chaque temps d'injection, la température de jonction T_J à $t = T_{inj}$ est extrapolée pour être utilisée afin de tracer la $Z_{th}(t)$.

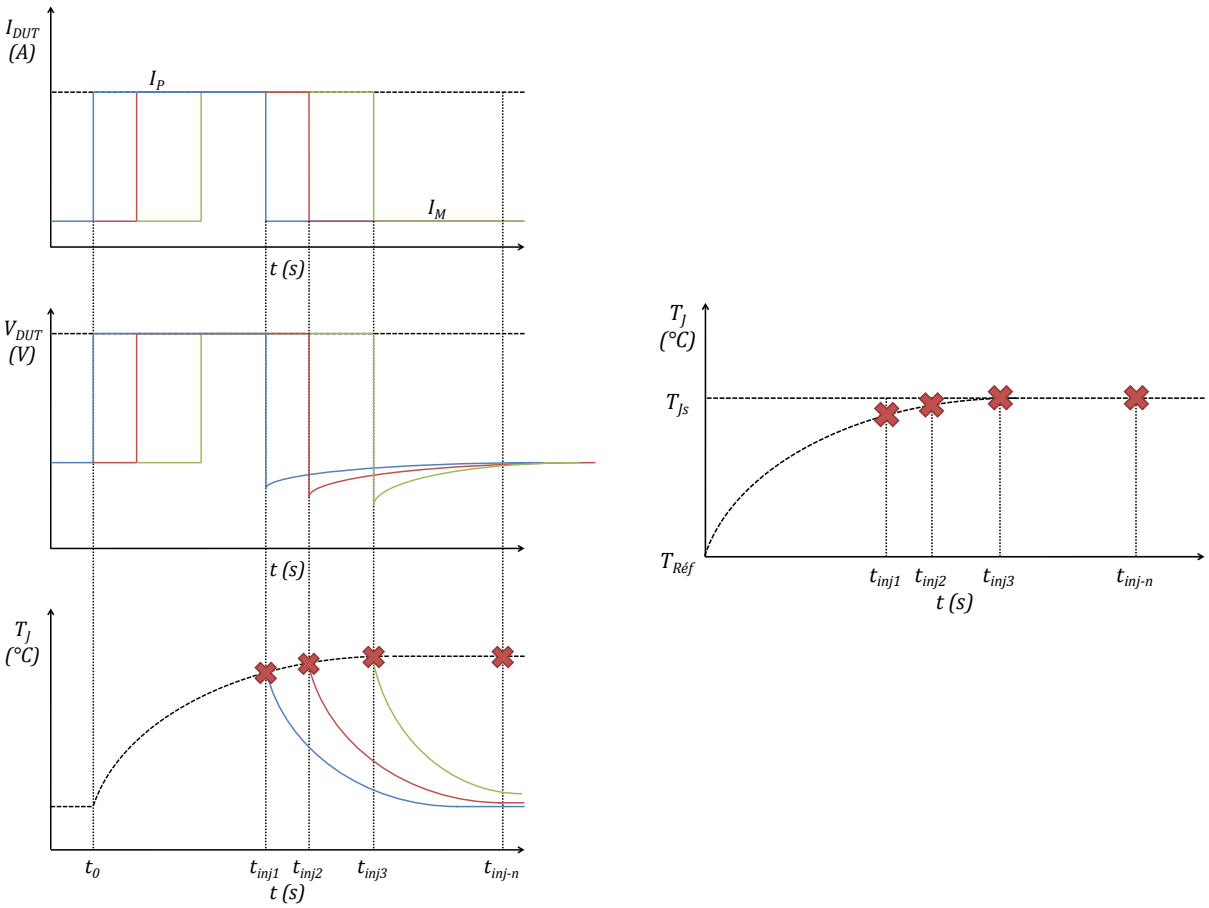


Fig. 3-8 Chronogrammes de principe de cycle de mesure de la méthode en échauffement [3]

3.1.1.3 **Limites et spécificités des deux méthodes**

En ce qui concerne la méthode par le refroidissement, on note que :

- Le régime permanent doit être atteint avant d'observer le refroidissement ;
- La puissance P_{max} qui peut être dissipée par le composant limite la température de jonction et impacte directement la sensibilité de la mesure ;
- Cela impose un assemblage soigné thermiquement pour que la résistance thermique de l'interconnexion puce/substrat soit détectable avec suffisamment de sensibilité.

Cette méthode est donc plutôt utilisée pour observer l'ensemble de l'assemblage et l'impact thermique de toutes les couches lors du vieillissement que pour caractériser spécifiquement l'interconnexion puce/substrat.

Pour ce qui est de la seconde méthode, elle peut être résumée ainsi :

- Il est impossible d'observer la Z_{th} complète mais elle offre une meilleure sensibilité sur la zone de temps courts de cette caractéristique ;
- Elle est plus adaptée à la caractérisation de la première interconnexion ;
- Il est nécessaire d'injecter des créneaux juste assez longs pour ne pas dépasser la seconde interconnexion de l'assemblage, autrement on ne sait pas ce que l'on caractérise ;
- La mesure est indépendante de l'état de la brasure et de l'interconnexion contrairement à la méthode précédente ;
- En revanche, la caractérisation se révèle fastidieuse car il faut attendre le retour à l'équilibre thermique du module entre chaque mesure ;
- L'acquisition n'est pas continue mais discrète et chaque caractérisation est plus ou moins longue en fonction du nombre de points désirés ;
- Le protocole expérimental est complexe étant donné que les créneaux d'injection de courant doivent être les plus « propres » possibles (temps de montée et de descente courts et d'amplitudes constantes tout au long de l'injection).

Pour les besoins de la thèse, la méthode retenue a été celle de la « Cooling Curve Technique » dont le protocole sera décrit plus loin.

3.1.2 Etalonnage en étuve des PTS

3.1.2.1 Théorie sur la fonction de PTS d'une diode silicium

Les variations de la caractéristique électrique d'une jonction selon sa température peuvent s'expliquer en considérant la loi de Schokley de la conduction de la diode ci-contre :

$$I_{pn} = I_S \times e^{\frac{V_{pn}}{V_t}-1} [A] \quad \textit{Eq. 3-5}$$

Avec :
- V_{pn} la tension directe aux bornes de la diode ;
- V_t la tension du potentiel thermodynamique ;
- I_S le courant de saturation en inverse.

La tension du potentiel thermodynamique se calcule selon :

$$V_t = \frac{k}{q} \times T [V] \quad \textit{Eq. 3-6}$$

Avec :
- k la constante de Boltzmann ($1{,}38e^{-23}J.K^{-1}$) ;
- q la charge électrique d'un électron ($1{,}6e^{-19}C$) ;
- T la température absolue [K].

Enfin, le courant de saturation I_S s'exprime par :

$$I_S = I_0 \times T^{\gamma} \times e^{-\frac{E_g}{k \times T}} [A] \quad \textit{Eq. 3-7}$$

Avec :
- I_0 une constante indépendante de T ;
- γ une constante proche de 3 ;
- E_g la bande d'énergie interdite du silicium (soit 1,21e.V @ 25°C).

Il résulte des deux dernières équations (Eq. 3-6 et Eq. 3-7) une relation de dépendance entre la tension et la température du silicium, pour un courant constant donné :

$$\left[\frac{\partial V_{pn}}{\partial T}\right]_{I_{pn}} = -\gamma \times \frac{k}{q} + \frac{\left(V_{pn} - \frac{E_g}{q}\right)}{T} [V.K^{-1}] \quad \textit{Eq. 3-8}$$

Comme l'expérimentation va le démontrer plus bas, le coefficient de sensibilité thermique d'un composant silicium oscille autour de $-2mV.K^{-1}$. Ce coefficient thermique est plus communément connu sous l'appellation de « facteur K » et permet de traduire directement une élévation de température (ΔT_J) à partir d'une chute de tension (ΔV_F) par :

$$\Delta T_J = K \times \Delta V_F [K] \quad \textit{Eq. 3-9}$$

<u>NB :</u> Lorsque l'on injecte un faible courant en direct dans la diode, on mesure essentiellement la chute de tension induite par la jonction. Pour pouvoir négliger la chute de tension ohmique et éviter l'auto-échauffement, le courant de polarisation ne doit cependant pas excéder quelques centaines de mA pour une puce de quelques ½ à 1 cm².

Notons toutefois, que cette méthode ne permet pas d'évaluer un point chaud dans le silicium mais est plutôt le reflet d'une température minimale ou la température moyenne. En effet, si une jonction de mesure (capteur) est utilisée, celle-ci se situe généralement en bord de puce, ce

qui donne des conditions de température minimale. Si c'est la jonction propre de l'IGBT (notre cas), c'est alors la jonction P+/N- située quelques microns au-dessus de la face arrière qui est utilisée, donnant une température moyenne.

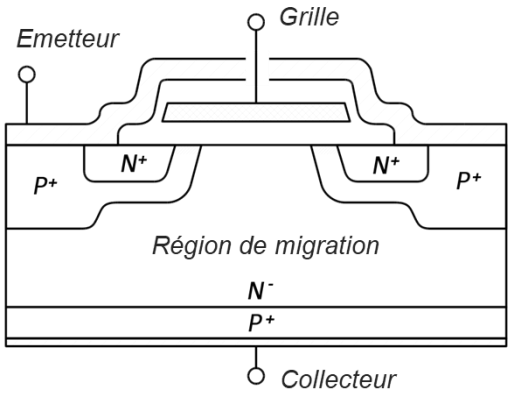


Fig. 3-9 Micro-section d'un IGBT [6]

Comme dit précédemment, dans les 15 à 20µs suivant la fin d'injection de courant, cette mesure est inexploitable du fait de phénomènes transitoires électriques incontrôlables. Ceci impose un post-traitement numérique permettant de retrouver la mesure V_{CE0} ($t = t_0$) via extrapolation des points suivants la fenêtre du transitoire, ce qui n'est pas le cas pour la mesure de T_J. Celle-ci s'appuie sur le capteur de température qui, lui, est isolé électriquement du reste du module. Cet avantage se révèlera crucial pour la suite de notre campagne de mesures.

3.1.2.2 Présentation du banc d'étalonnage, protocole de test et résultats

Dans le but de mesurer la température de jonction de la puce semi-conductrice, nous avons exploité à la fois la diode de température et le PTS des IGBT, à savoir la jonction diode intrinsèque polarisée en direct. Ci-dessous les trois modules sous test :

Référence / Modèle	**Mitsubishi CT300DJB060**	**Mitsubishi CT300DJG060**	**Mitsubishi CT600DJH060**
Type d'interconnexion	WB (Al)	DLB (Cu)	DLB (Cu)
I_C	*300A*	*300A*	*600A*
V_{CES}	*600V*	*600V*	*600V*
V_{GES}	*20V*	*20V*	*20V*
T_j	*?*	*-40 ~ 150°C*	*-40 ~ 125°C*
$R_{th(j-c)}$	*?*	*>0,22°C/W*	*>0,13°C/W*
$Z_{th(j-c)}(t)$	*?*	*>0,22°C/W*	*>0,13°C/W*

Tab. 3-2 Caractéristiques des modèles étudiés

Le module à étalonner est placé dans les conditions de test, i.e. monté sur le dissipateur lui-même placé au sein d'une étuve où il sera chauffé de manière passive. Dans le même temps, le courant de polarisation sera injecté (de l'ordre de 100mA à 1A selon le calibre de la puce considérée) à travers le semi-conducteur de manière à polariser la diode de jonction collecteur-émetteur, dans le cas d'un IGBT. La température est augmentée par palier successif et les variations de la chute de tension aux bornes de la diode sont relevées une fois le régime établi atteint. Ainsi, on obtient la décroissance linéaire de cette tension en fonction de la température, dont les résultats sont visibles ci-dessous, et par la même, notre PTS pour la caractérisation de la R_{th}/Z_{th}.

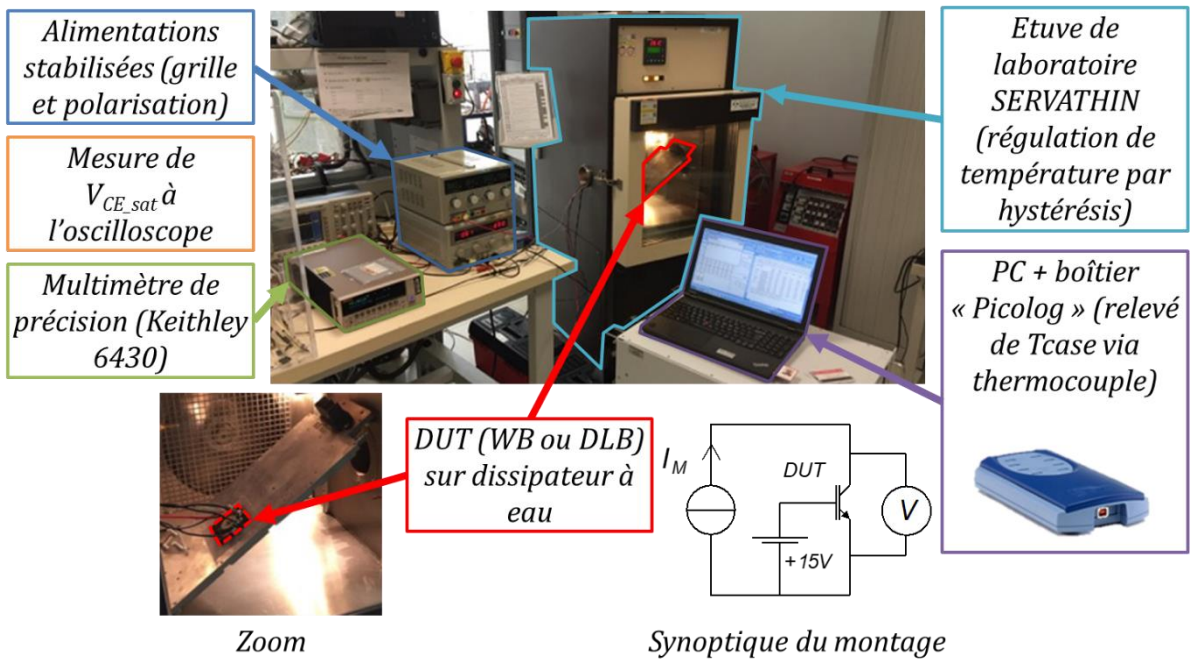


Fig. 3-10 Présentation de la plateforme d'étalonnage du PTS en étuve

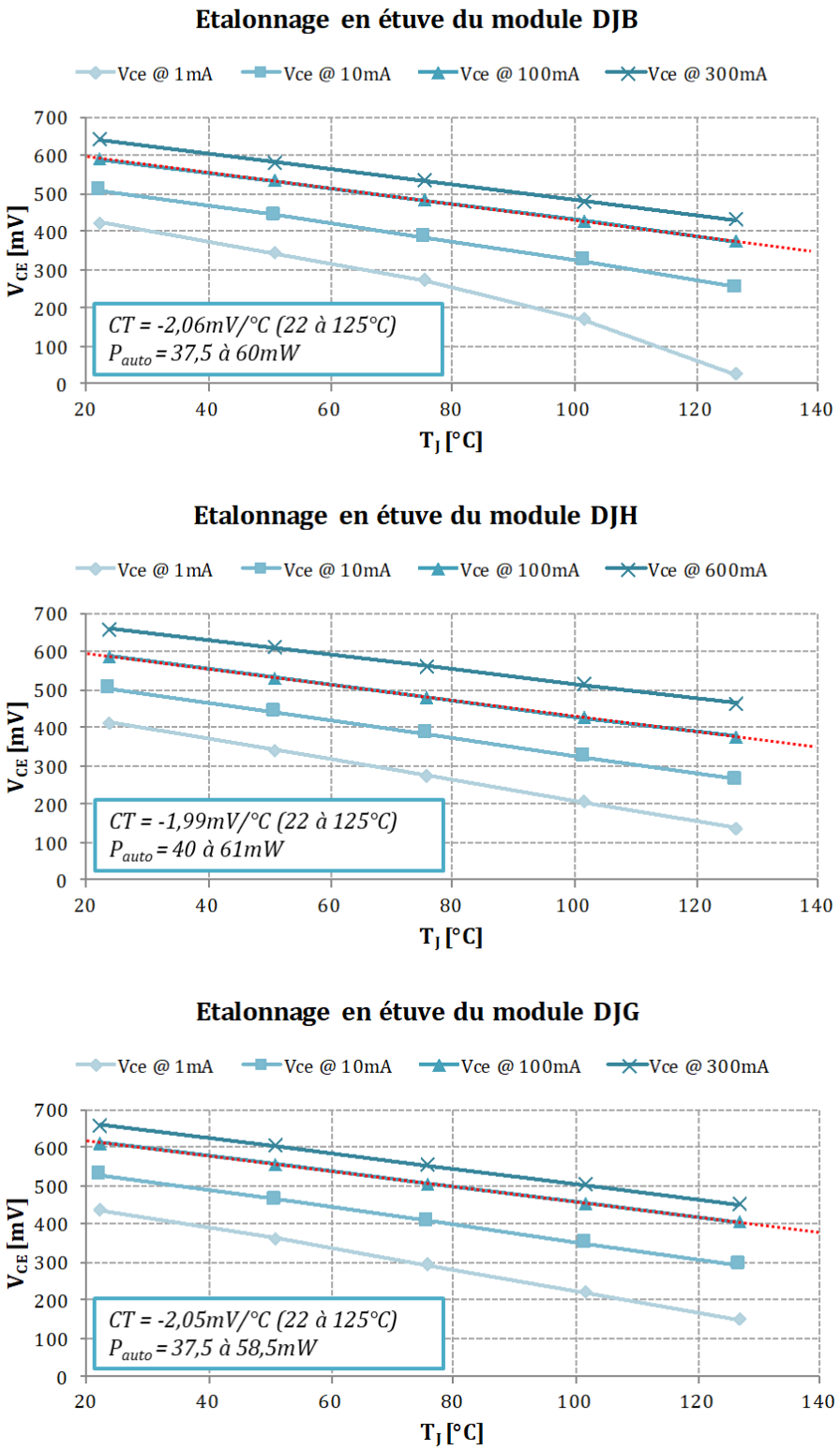


Fig. 3-11 Synthèse des mesures d'étalonnage et choix du courant de polarisation sur les trois modules à caractériser

Après analyse des résultats, un courant de polarisation de 100mA a été retenu, afin de bénéficier d'un bon compromis entre la linéarité de la mesure et l'auto-échauffement de la puce IGBT.

En s'appuyant sur les mêmes plateforme et méthodologie, les capteurs de température dont disposent les puces IGBT ont aussi été étalonnés. Comme indiqué dans la documentation du constructeur, la diode de mesure (qui est en réalité constituée de trois diodes en série) doit être parcourue par un courant de polarisation constant de 200µA. La chute de tension mesurée à ses bornes donne alors l'image de la température de la puce. A titre d'exemple, ci-dessous le schéma de principe du capteur, accompagné de la caractéristique $V_{AK} = f(T_J)$ du module DJG :

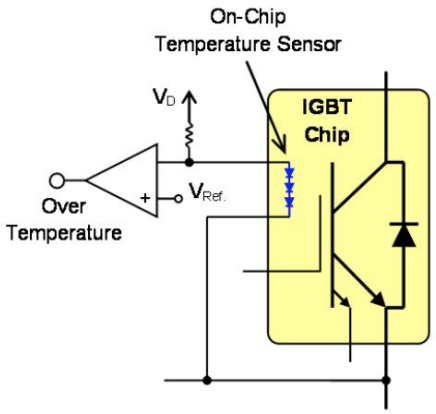


Fig. 3-12 Synoptique du capteur de température embarqué dans les puces IGBT des modules TPM de Mitsubishi [7]

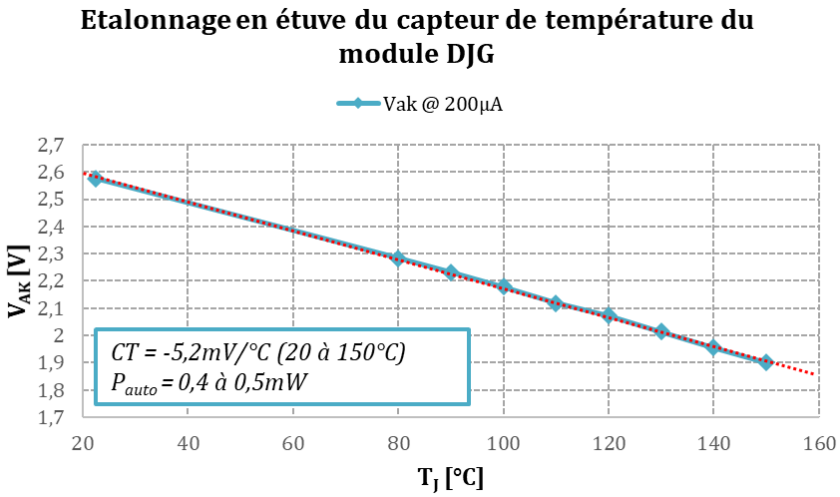


Fig. 3-13 Etalonnage du capteur de température d'un module CT300DJG060 de Mitsubishi

L'étalonnage terminé et les coefficients thermiques extraits, après linéarisation des caractéristiques $V_{AK} = f(T_J)$ ou $V_{CE} = f(T_J)$, il est dorénavant possible d'entamer la caractérisation des résistances et impédances thermiques de nos modules.

3.1.3 Présentation du banc de mesure à VALEO-Cergy

Une fois la campagne d'étalonnage terminée, un banc expérimental a été mis au point pour la caractérisation des résistances et impédances thermiques. Celui-ci est visible sur la photographie ci-dessous :

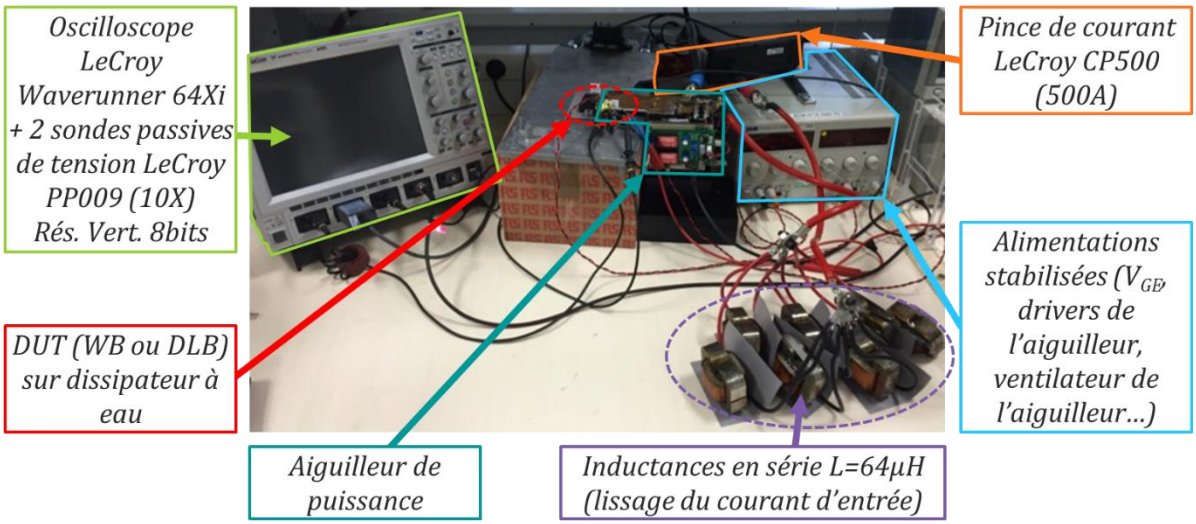


Fig. 3-14 Présentation du banc de caractérisation des résistances et impédances thermiques à VALEO-Cergy

Le module à caractériser est monté sur un dissipateur à eau (vissé au couple de 3Nm) qui a été usiné sur le site de VALEO-Cergy afin de pouvoir accueillir les sondes thermocouples en face arrière du module permettant la mesure de T_{case}. A l'interface entre le dissipateur et le module, se trouve :

- Soit une feuille isolante électrique mais conduisant la chaleur (Denka LF30) de conductivité thermique 2,3 $W.m^{-1}.K^{-1}$ et d'épaisseur 300µm ;
- Soit de la pâte thermique de silicone Electrolub de conductivité thermique 3,0 $W.m^{-1}.K^{-1}$ et d'épaisseur 100µm.

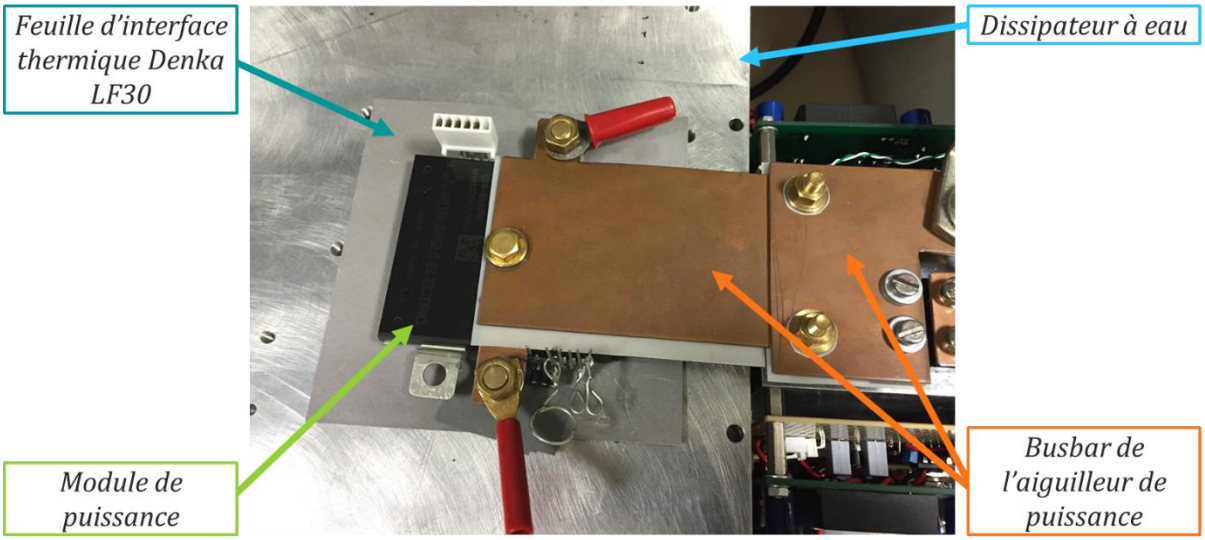


Fig. 3-15 Montage du module à caractériser avec feuille d'interface thermique Denka

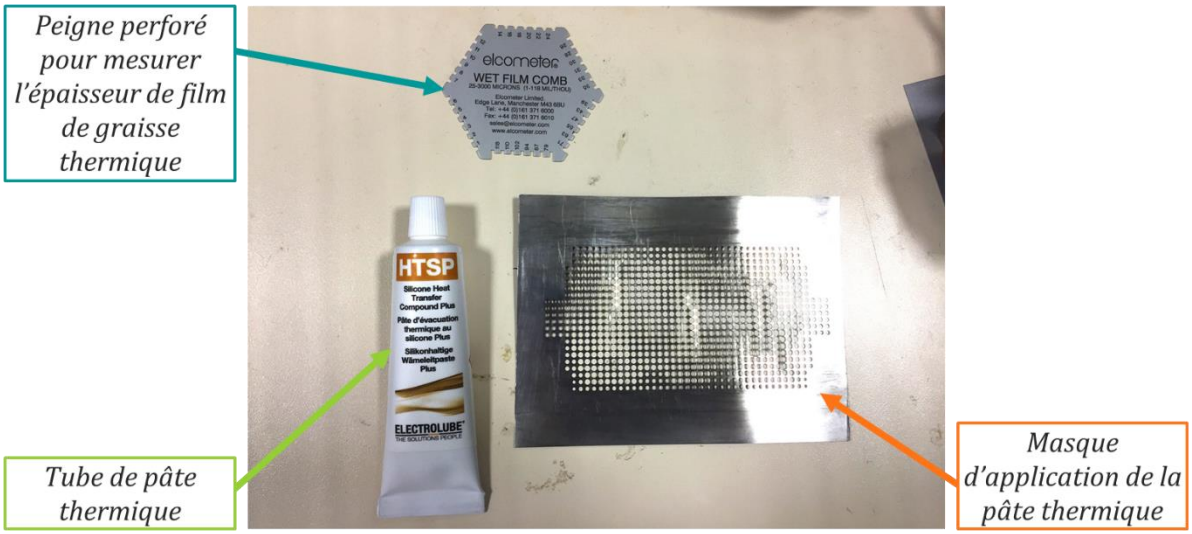


Fig. 3-16 Pâte thermique et outils employés à son application

En fonction du PTS exploité lors de la mesure, une alimentation de type SMU (Source-Measure Unit) Keithley 6430 est utilisée pour injecter les 100mA (mesurés via une résistance de shunt) à travers la jonction P+/N+/N- en face arrière de l'IGBT, la mesure V_{CE} étant réalisée par une sonde passive de tension préalablement calibrée. Dans le cas où le capteur de température est utilisé, les diodes de température sont polarisées par le SMU avec un courant de 200µA et la tension à leurs bornes est mesurée par une autre sonde passive de tension, elle aussi calibrée en amont. De cette manière, l'information sur la température de jonction est donnée soit par la mesure V_{CE} après le créneau d'injection de courant (PTS de la diode), soit par la mesure V_{AK} aux bornes du capteur de température du DUT.

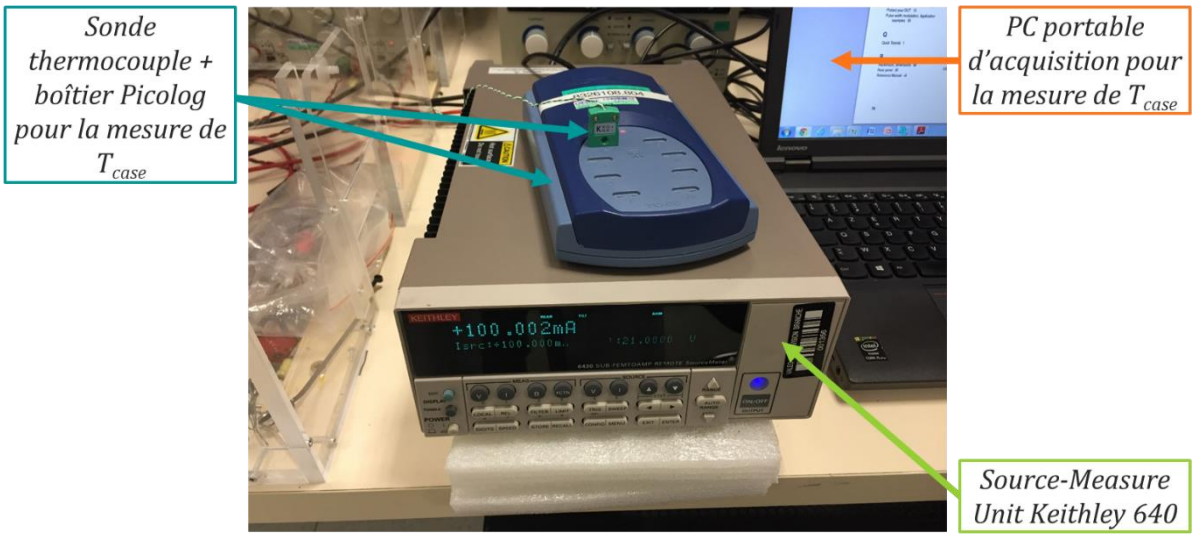


Fig. 3-17 Appareils de mesures de T_{case} et SMU

Le courant de puissance injecté au travers de la puce semi-conductrice est mesuré grâce à une pince de courant de calibre 500A. La puissance instantanée peut ainsi être calculée directement sur l'oscilloscope en effectuant le produit V_{CE} x I_C.

Par ailleurs, une autre donnée est indispensable : T_{case}, qui est accessible via les sondes thermocouples collées en face arrière du module (directement sur la semelle thermique en cuivre)

à la verticale des puces IGBT. La mesure est enregistrée par l'intermédiaire du boîtier Picolog TC-08 USB connecté en USB sur le PC portable ; de la même manière que pour l'étalonnage des PTS. Le dissipateur en aluminium, sur lequel repose le module, a été rainuré pour permettre à la tête de sonde d'y loger sans contrainte mécanique supplémentaire.

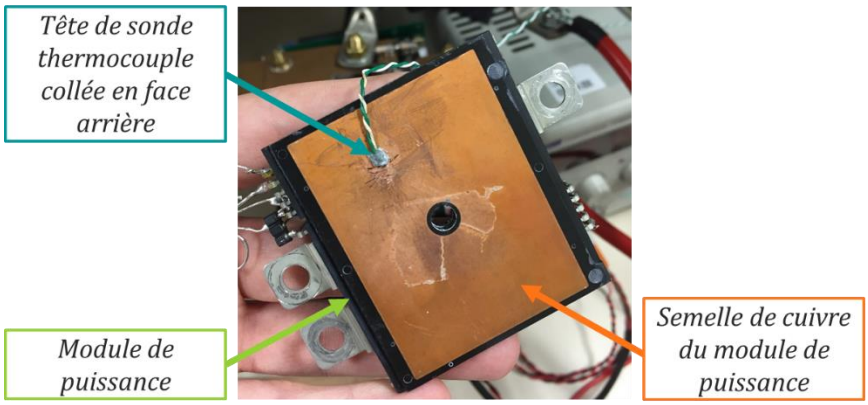


Fig. 3-18 Photographie d'une tête de sonde collée en face arrière d'un module afin de mesurer la température de la semelle

Enfin, pierre angulaire de cette campagne de caractérisation, l'aiguilleur de puissance sera décrit plus en détails ci-dessous.

3.1.3.1 Focus sur l'aiguilleur de puissance

Pour les besoins de la campagne de caractérisation, un dispositif appelé « aiguilleur de puissance » a été réalisé au laboratoire LAPLACE selon les indications détaillées dans la thèse de Benoît Thollin [3].

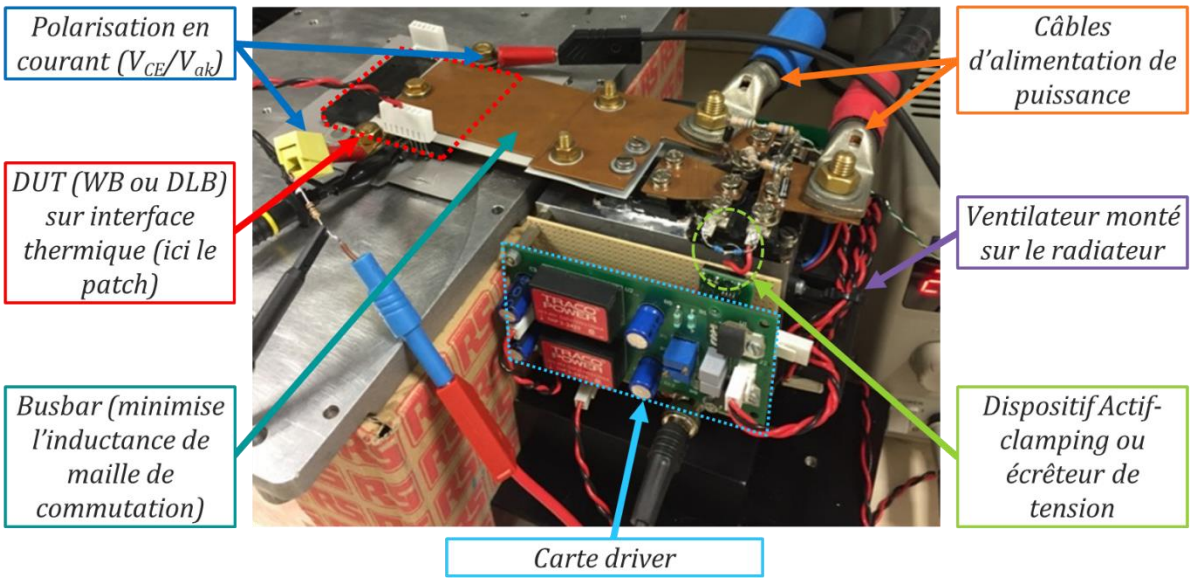


Fig. 3-19 Photographie de l'aiguilleur de puissance

Cet élément permet de réaliser des commutations rapides devant le temps d'injection de puissance (amorçage et blocage de l'ordre de la µs) sous des forts courants (jusqu'à 200A), tout en assurant une puissance constante et en minimisant au maximum les perturbations liées à des

phénomènes transitoires. Sans ces critères indispensables, les mesures seraient rendues inexploitables.

L'injection du courant de puissance repose sur du stockage inductif, les interrupteurs T_1 et T_2 jouant ici le rôle d'aiguilleur du courant, d'où le nom du système. Son fonctionnement, illustré dans la Fig. 3-20, se découpe en trois phases distinctes :

- Phase 1 : l'énergie est stockée dans une inductance de forte valeur, connectée en série avec l'alimentation de puissance. C'est la phase de « court-circuit » (boucle orange) ;
- Phase 2 : le courant de puissance transite au travers du DUT (boucle rouge) ;
- Phase 3 : retour à la phase 1.

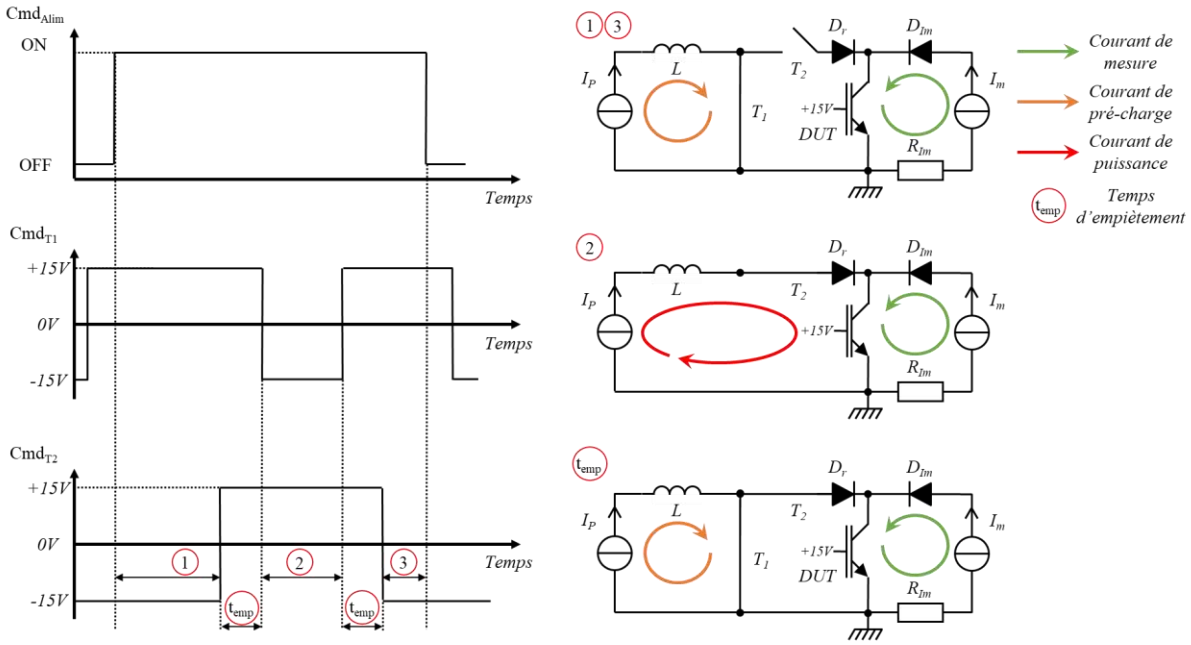


Fig. 3-20 Chronogrammes et synoptique du fonctionnement de l'aiguilleur de puissance [3]

Le stockage inductif permet de limiter les variations de courant lors des transitions entre les phases de fonctionnement, surtout durant son injection en phase 2. Par ailleurs, le courant de polarisation du PTS (diode en face arrière) I_m parcourt en permanence le DUT (boucle verte).

A cela, s'ajoutent quelques subtilités qu'il est nécessaire de rappeler ici. En effet, afin de prévenir tout problème de surtension, et donc de destruction des composants, en cas de discontinuité du courant de puissance, une phase de chevauchement doit être observée lors des commutations des transistors afin que T_1 et T_2 ne soient jamais ouverts simultanément. Cette astuce n'étant pas suffisante, un système d'écrêtage de tension actif (ou « active-clamping ») par rétroaction sur la commande de grille, a été ajouté aux bornes des MOSFET T_1 et T_2, dont le schéma est visible ci-dessous (son fonctionnement est très bien décrit dans [3]) :

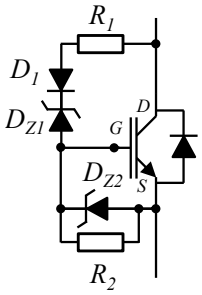


Fig. 3-21 Synoptique du dispositif d'écrêtage de tension actif

La diode « anti-retour » D_1 a trois rôles :

- Elle permet d'augmenter la chute de tension dans la maille de commutation en rouge, afin d'assurer que le courant de puissance transite par T_1 et non par le DUT durant les phases de chevauchement ;
- Elle impose au courant de mesure de transiter par le DUT et non par la diode de corps du MOSFET T_2 durant la phase 1/3 ;
- Enfin, s'agissant d'une diode Schottky, elle est très rapide et ne présente pas de courant de recouvrement.

3.1.3.2 **Protocole de test**

Avant chaque essai, l'interface thermique est choisie (feuille ou pate thermique) ainsi que le PTS à exploiter pour retrouver la température de jonction au post-traitement (capteur de température ou chute de tension de la diode en face arrière). Enfin, les deux derniers paramètres restants à déterminer sont l'amplitude de courant à injecter via l'alimentation de puissance et la durée d'injection via le GBF pilotant les MOSFET de l'aiguilleur de puissance.

En ce qui concerne la caractérisation de la résistance thermique, c'est la température de jonction lors de l'extinction du courant de puissance qui nous donnera sa valeur (que l'on nommera T_{J0}). Tandis que pour l'impédance thermique, c'est **toute** la courbe de refroidissement qui est nécessaire à son estimation numérique via post-traitement. Voici le protocole optimal établi pour mesurer la résistance et l'impédance thermiques R_{th} /Z_{th} :

- Le circuit de refroidissement est activé : l'eau circule à 16°C dans le dissipateur thermique ;
- Un courant de polarisation I_m est injecté de manière permanente (100mA si on exploite le PTS V_{CE}, 200µA si on exploite le capteur de température) ;
- Avant chaque essai, les conditions initiales sont mesurées et enregistrées à l'équilibre thermique comme point de repère entre chaque essai : V_{CE_init} ou V_{AK_init} (soit l'image de T_{J_init}) et T_{case_init} ;
- L'amplitude du courant est fixée grâce à la consigne de l'alimentation de puissance. Ce courant de puissance s'ajoute au courant de mesure I_m, qui devient négligeable ;
- La durée d'injection du courant de puissance est paramétrée grâce au GBF pilotant les MOSFET de l'aiguilleur de puissance, de manière à atteindre le régime établi (ici de 6 à 10min) i.e. quand la température T_{case} est stabilisée ;
- L'oscilloscope est programmé pour déclencher la capture des formes d'ondes sur le front descendant du courant et enregistrer la courbe de refroidissement du DUT sur une fenêtre de 10s après t_0 (pour la Z_{th}).
- En parallèle, sur le PC, est enregistrée l'évolution de T_{case} tout au long de l'injection de courant ;
- Toutes les grandeurs nécessaires à l'exploitation numérique et au calcul de la R_{th} sont enregistrées ;
- Une fois le retour à l'équilibre thermique initial effectué, en contrôlant le PTS et la température de la semelle du DUT, un nouvel essai peut être envisagé.

3.1.3.3 Améliorations du banc

Au cours des différents essais, le banc expérimental a subi quelques modifications avant de parvenir à la version finale présentée précédemment. En voici les trois majeures.

La première modification importante a été de rajouter une inductance en série avec l'alimentation de puissance de manière à stabiliser sa valeur pendant les phases de commutation. La dynamique était celle attendue malgré l'inductance des câbles d'alimentation, mais un fort pic de courant transitoire apparaissait au blocage de la phase d'injection de puissance. En effet, le courant atteignait une valeur de 200A en 1ms alors que la consigne était de 40A (valeur atteinte au bout de 7ms).

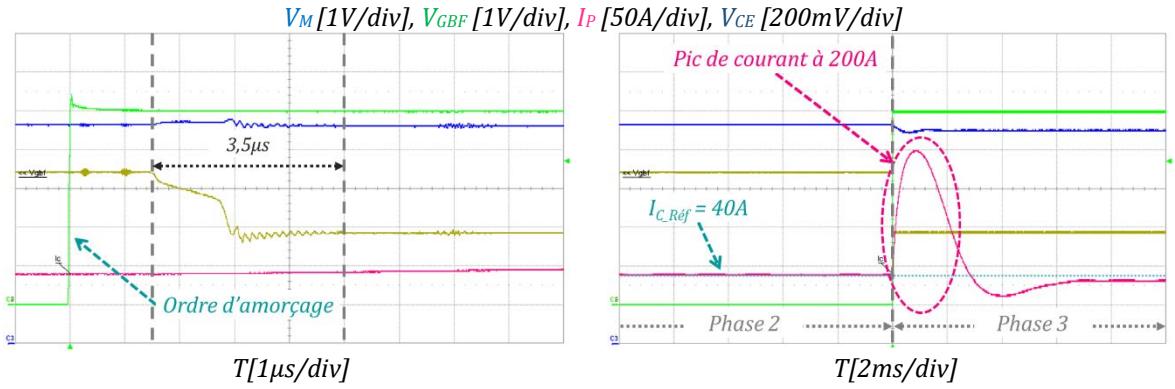


Fig. 3-22 Formes d'ondes au blocage de l'injection de puissance dans le DUT

Lorsque l'on se penche sur le blocage de l'aiguilleur (Phase 1 vers Phase 2), on obtient ces formes d'ondes :

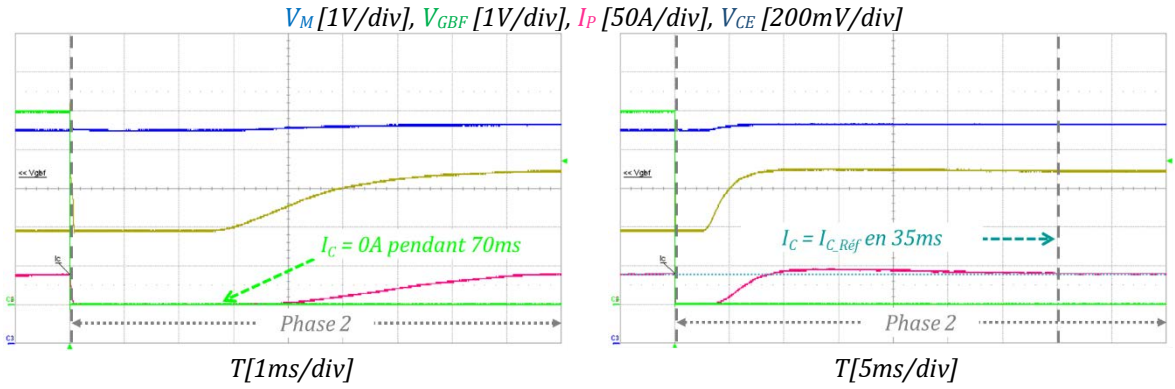


Fig. 3-23 Formes d'ondes à l'amorçage de l'injection de puissance dans le DUT

Le courant circule au travers du DUT pendant 70µs, le temps pour lui de s'annuler. D'autre part, la consigne est atteinte avec un léger dépassement au bout d'environ 35ms.

On propose d'ajouter en série avec l'alimentation de puissance, un montage de 7 bobines en parallèle. Chaque bobine dispose des caractéristiques suivantes (Réf. MB0B693) : 450µH, 22kHz, 23,6Arms. Les bornes sont connectées avec du câble haute température de section 6mm^2. De cette manière, le nouveau pic atteint 75-80A soit « seulement » 100% de la consigne au lieu de 400% lors du blocage. A l'amorçage, la consigne est cette fois atteinte avec un dépassement légèrement supérieur, au bout de 40ms.

En voici l'illustration :

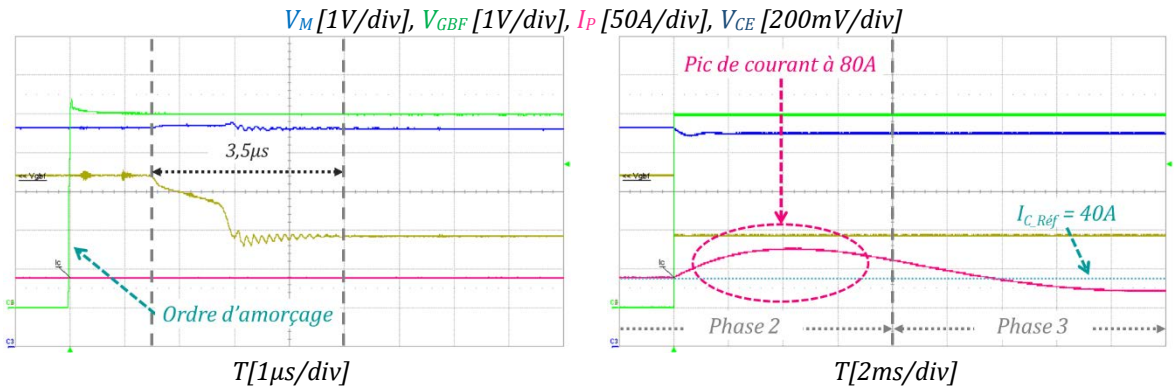


Fig. 3-24 Nouvelles formes d'ondes obtenues au blocage de l'injection de puissance avec l'inductance série

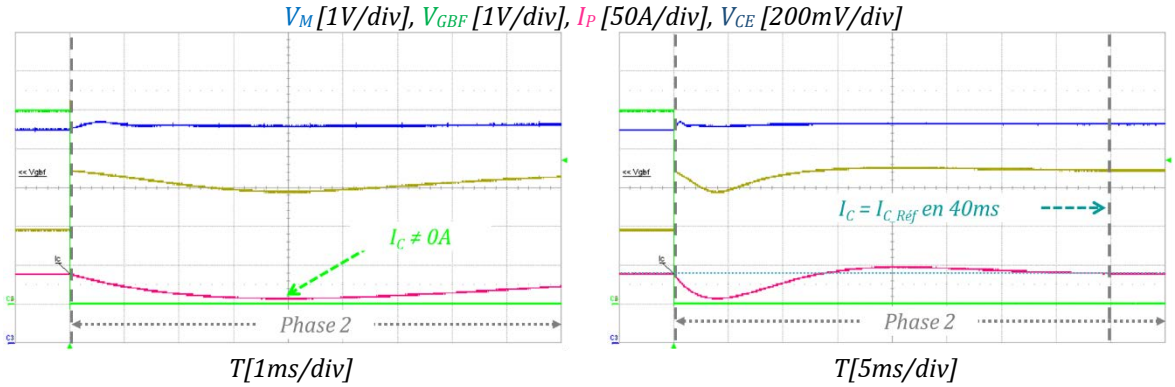


Fig. 3-25 Nouvelles formes d'ondes obtenues à l'amorçage de l'injection de puissance avec l'inductance série

La seconde modification apportée au banc a été de modifier la mesure du courant de polarisation en sortie du SMU Keithley 640.

La mesure indirecte de ce courant via la chute de tension de la résistance de shunt a été remplacée par une mesure directe grâce à une pince de courant à effet Hall (de sensibilité 100mV/A). Afin de vérifier la régulation en courant du SMU autour de la consigne de 100mA avec cette nouvelle méthode, un essai pendant 6 min @ 50A a été effectué.

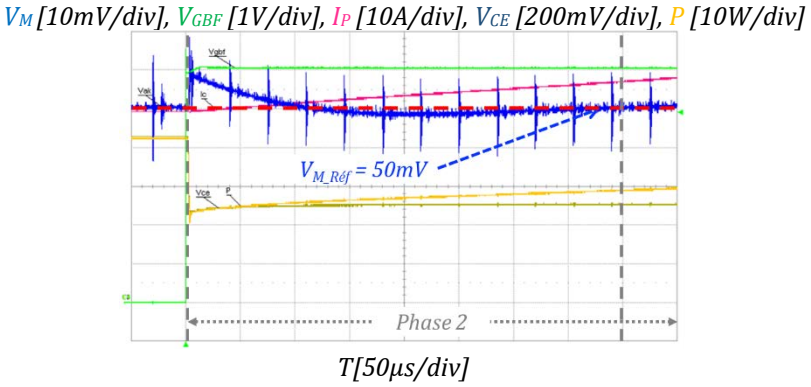


Fig. 3-26 Visualisation de la régulation en courant du SMU. Mesure à la pince de courant

On observe alors un phénomène périodique de fréquence 28kHz provenant de l'alimentation principale, qui délivre le courant de puissance au travers de l'aiguilleur. Cette

perturbation apparaît dès que l'alimentation débite dans la première maille de l'aiguilleur (maille de stockage inductif). Ce problème était mentionné dans la thèse de Benoit Thollin [3], qui préconisait alors de commander l'extinction du courant directement au niveau de l'alimentation de puissance afin de préserver la qualité des signaux. Nous n'avons malheureusement pas pu mettre en place cette recommandation, faute de temps et de moyens.

On remarque aussi que la régulation en courant du SMU n'est pas assez rapide. Après dépassement, le retour à la consigne s'effectue après environ 400 à 450µs. Deux inductances en série avec le SMU ont donc été ajoutées afin de limiter ces variations de courant de polarisation :

- Une inductance magnétique de 80µH afin de filtrer les perturbations en BF ;
- Une inductance à air de 17µH pour filtrer le bruit à 28kHz.

Ci-dessous, la nouvelle régulation en courant de polarisation délivré par le SMU :

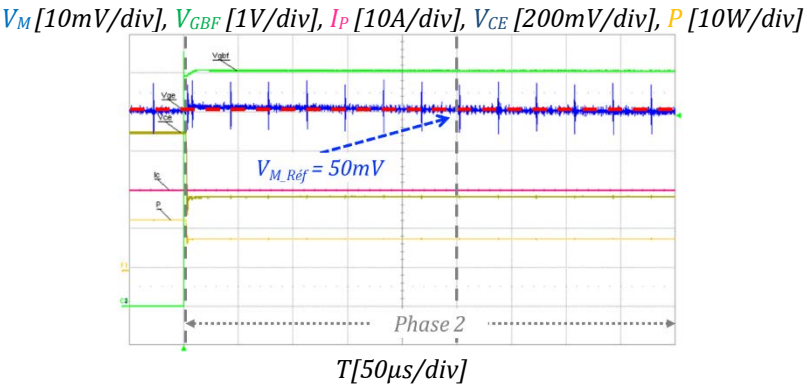


Fig. 3-27 Nouvelles formes d'ondes obtenues du courant de polarisation issu du SMU

On constate que le bruit est bien diminué mais que les perturbations à 28kHz sont toujours présentes. Le dépassement de courant par rapport à la consigne de 100mA est passé d'environ 20mA à 2mA soit 2% de dépassement ; la consigne est atteinte au bout d'environ 250µs.

Enfin, la troisième et dernière évolution subie par la plateforme expérimentale concerne la méthode employée pour dissiper de la chaleur au sein du DUT.

En effet, lors de l'injection de courant dans le DUT, la chute de tension mesurée V_{CE} varie autour des 1V donnant les points de test suivants : 50A pour 50W, 100A pour 100W, etc. Inévitablement, la section des conducteurs utilisés devient rapidement une contrainte à l'augmentation de la puissance dissipée et revient indirectement à limiter la sensibilité de nos mesures : plus la puissance dissipée est importante, plus le gradient de température l'est aussi, ce qui confère des mesures avec un meilleur rapport SNR.

C'est pourquoi, afin de raisonner non plus en termes de courant injecté à travers le DUT mais en flux de chaleur, et donc en puissance, on propose la méthode suivante : diminuer la tension de grille du DUT afin d'augmenter la valeur de V_{CE} en conduction, et par conséquent, la puissance dissipée à iso-courant.

En voici le schéma de principe :

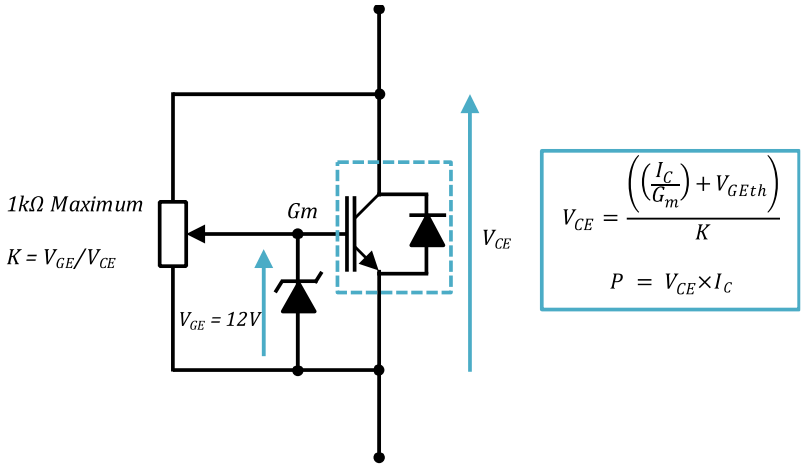


Fig. 3-28 Synoptique de la nouvelle méthode

Avec :

- G_m = 350S ;
- V_{GE_th} = 6,5V ;
- K = 1 ;

Application numérique : V_{CE} = 6,7V et I_C = 50A, donc P = V_{CE} x I_C = 335W avec seulement 50A.

En prenant les données du constructeur : R_{th} = 0,13 °C.W^{-1}, alors T_j-T_{case} = 43°C.

Ainsi, avec une marge de sécurité, la température T_{case} ne doit pas dépasser les 70°C sinon la puce risque d'être endommagée.

Pour protéger le DUT d'importants dV/dt lors de l'établissement du courant, on ajoute deux condensateurs de 0,68µF, chacun en parallèle aux bornes de V_{CE}, soit une capacité équivalente de 1,36µF. Ensuite, pour sécuriser la grille du DUT, une résistance de 100Ω est ajoutée, permettant une décharge rapide de celle-ci à la fin de l'impulsion de courant. Pour terminer, cette même grille est directement connectée au collecteur du DUT, ainsi K = 1.

La puce est donc maintenue dans sa zone dite « linéaire », ce qui permet de maximiser les pertes et donc le flux de chaleur (P) à plus faible courant. Nonobstant, la mesure de T_J via V_{CE} étant alors impossible, seule l'utilisation du capteur de température reste exploitable.

3.1.4 Résultats et post-traitement sous Matlab

En parallèle des améliorations susmentionnées, un comparatif entre les méthodes de mesure de T_J (visibles ci-dessous), ainsi qu'entre les deux interfaces thermiques retenues a été dressé, le tout avec une thermalisation « classique » du DUT. Ces premiers résultats seront comparés à ceux obtenus via la méthode dite « linéaire », qui a démontré des résultats sensiblement meilleurs et que nous avons retenue.

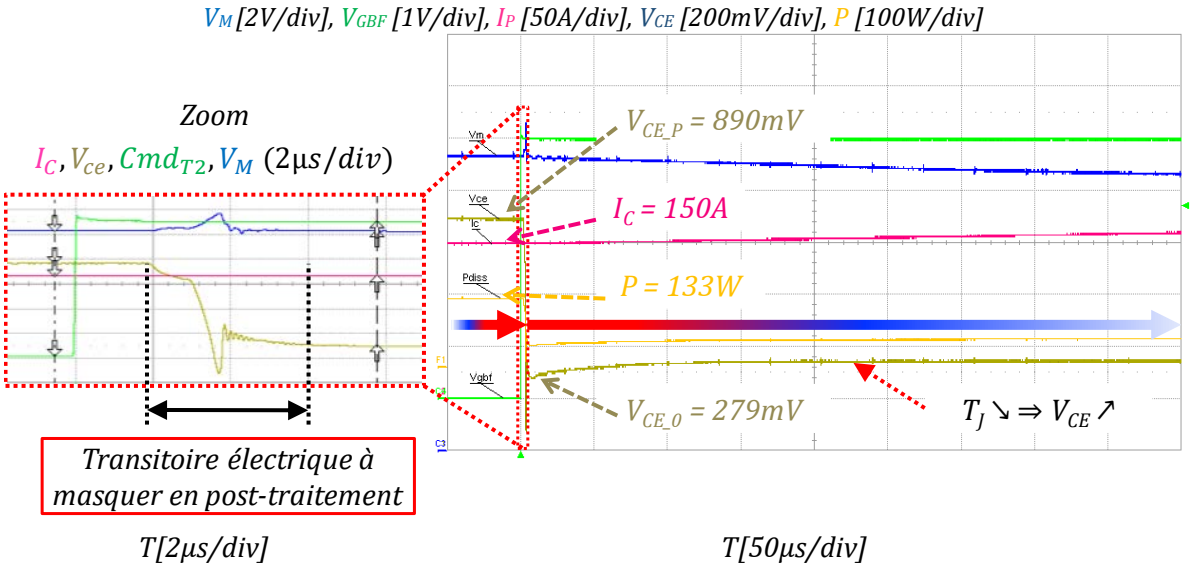


Fig. 3-29 Formes d'ondes obtenues via le PTS V_{CE}

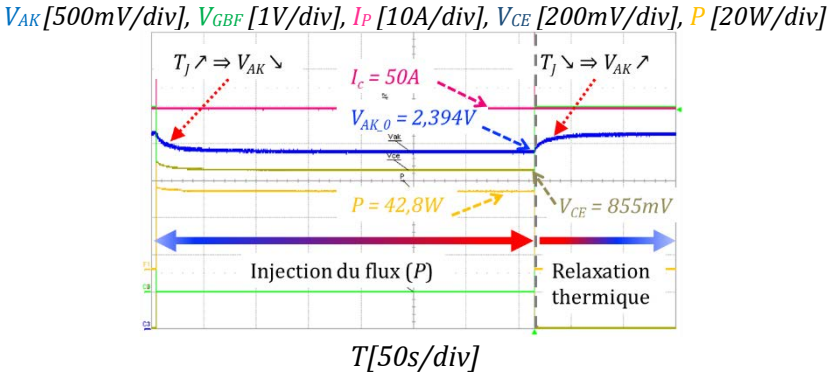


Fig. 3-30 Formes d'ondes obtenues via le capteur de température V_{AK}

Comme annoncé plus haut dans ce chapitre, l'avantage indéniable d'une mesure du capteur de température est une surveillance en temps réel de la température de jonction du DUT et surtout, un post-traitement sensiblement allégé car il n'est plus question d'extrapoler le relevé de mesure pour retrouver la valeur de T_J à $t = t_0$ (t_0 étant pour nous l'instant auquel le créneau d'injection du flux de chaleur s'interrompt). C'est ce que nous verrons par la suite dans la partie sur le post-traitement des données.

Enfin, voici un exemple de trois relevés de la température de fond de boîtier avec pour interface thermique une feuille DENKA LF30 :

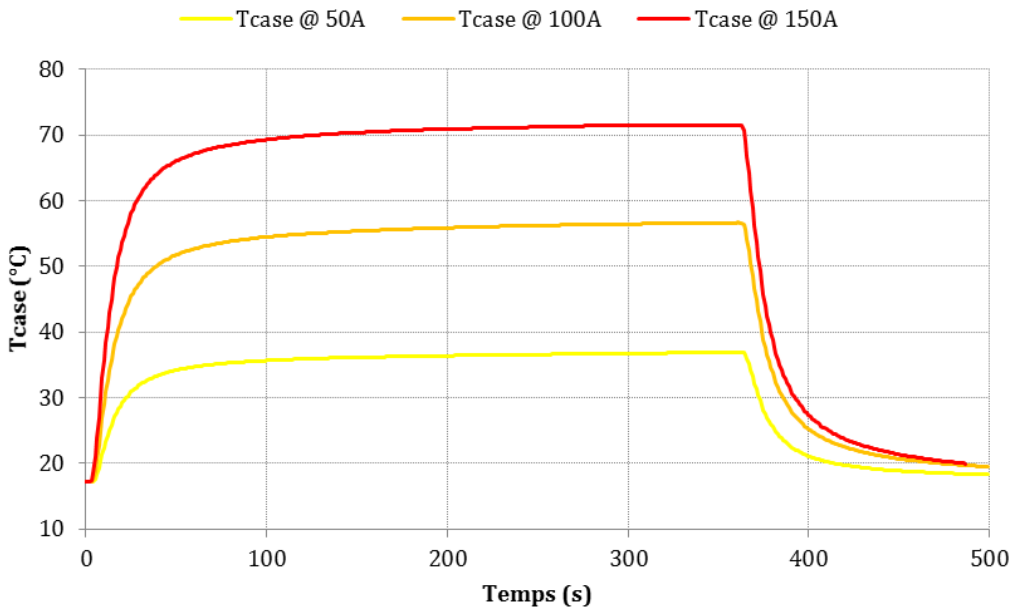


Fig. 3-31 Evolution de la température de fond de boîtier pour des courants de 50A, 100A et 150A pendant 6 minutes

3.1.4.1 Comparatif des résultats obtenus avec les deux méthodes avec feuille ou graisse thermique

Dans le tableau Tab. 3-3 ci-dessous, sont représentés les résultats issus des essais réalisés avec le protocole standard et les deux interfaces thermiques (feuille DENKA LF30 et pâte thermique Electrolub).

Module CT600DJH060

Conditions de test	**6min @ 50A**		**6min @ 100A**		**6min @ 150A**	
Interface thermique	*Feuille*	*Graisse*	*Feuille*	*Graisse*	*Feuille*	*Graisse*
P [W]	*42*	*46*	*88*	*96*	*134*	*147*
R_{th} (V_{CE}) [°C.W^{-1}]	*0,40*	*0,106*	*0,42*	*0,101*	*0,46*	*0,114*
R_{th} (V_{AK}) [°C.W^{-1}]	*0,47*	*0,133*	-	*0,095*	-	*0,124*

Tab. 3-3 Synthèse des résultats obtenus pour les deux PTS avec la méthode classique et pour chaque interface thermique sur un module DJH (> 0,13°C.W^{-1} selon les données constructeur)

Les résistances thermiques mesurées avec la graisse thermique sont en accord avec les valeurs annoncées par le fabricant (R_{th} ≤ 0,13°C.W^{-1} selon la documentation du constructeur). On suppose l'interface thermique de type feuille DENKA inadaptée : la feuille est trois fois plus épaisse que la couche de pate thermique appliquée et les défauts de planéité (ou *voids*) sont moins bien compensés qu'avec la graisse. C'est donc cette dernière interface qui a été retenue pour ses qualités et ses bonnes performances thermiques.

Dernier point notable : les mesures apparaissent plus stables et reproductibles via le PTS V_{CE} que pour la mesure du capteur.

3.1.4.2 Nouvelle méthode proposée et résultats associés

Le rapport de watts dissipés sur le calibre des modules à caractériser n'étant pas satisfaisant, la méthode « linéaire » a été adoptée pour la suite et la fin de la campagne de caractérisation, au regard de ses très bons résultats.

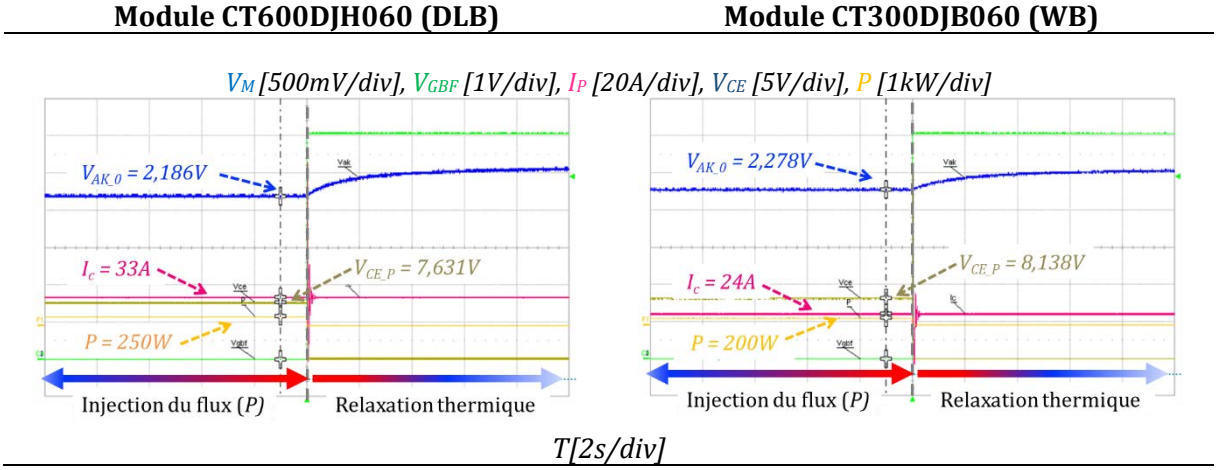


Fig. 3-32 Formes d'ondes relevées grâce à la méthode "linéaire" sur un module DLB et WB

Grâce à cette nouvelle méthode, la chute de tension collecteur-émetteur s'élève à environ 8V, contre seulement 1V auparavant. Ainsi, avec une faible amplitude en courant, il est possible d'atteindre des niveaux de flux de chaleur équivalents ou supérieurs. Exemple : 33A pour 250W contre 250A pour le même résultat avec la méthode précédente.

Conditions de test	**6min @ 100W**		**6min @ 150W**		**6min @ 200W**		**6min @ 250W**	
Module	DJH	DJB	DJH	DJB	DJH	DJB	DJH	DJB
I_C [A]	N.A.	*12*	*19*	*18*	*27*	*24*	*33*	N.A.
R_{th} (V_{AK}) [°C.W^{-1}]	N.A.	*0,106*	*0,115*	*0,110*	*0,112*	*0,111*	*0,114*	N.A.

Tab. 3-4 Comparatif des résultats entre le module WB et DLB obtenus avec la nouvelle méthode

On remarque que pour les deux technologies, la nouvelle méthode apporte une certaine stabilité dans les résultats obtenus. De plus, on retrouve pour chaque assemblage, une valeur de R_{th} très semblable. Ceci est logique dans la mesure où, d'après les résultats du « reverse engineering », l'empilement sous la puce silicium est le même (brasure, dissipateur massif en cuivre, TCIL et semelle de cuivre). On s'attend, néanmoins, à des écarts concernant l'impédance thermique des deux DUT, ce qui sera à confirmer après post-traitement des résultats.

Concernant les essais à 50W du WB (pour 6 ou 10min), une oscillation lente apparaît sur la mesure de T_{case} pendant l'injection de courant. Le rapport SNR ne semble pas optimum pour obtenir de bons résultats, c'est pourquoi des essais à un niveau de puissance plus important ont été réalisés (100W, 150W et 200W). Ces essais ont tous été concluants quant à la valeur de R_{th} déduite des mesures.

Dans le cas général, les mesures sont reproductibles et cohérentes avec les données du fabricant pour les deux modules.

3.1.4.3 **Post-traitement des données sous Matlab, analyse et conclusion**

Comme indiqué précédemment dans le protocole expérimental au début de chaque test, à l'équilibre thermique avec l'ambiant, les grandeurs V_{AK0} puis T_{case} sont échantillonnées et moyennées pour donner le couple de référence ($V_{AK0} = V_{AK0_Réf}$; $T_{case} = T_{case_Réf}$).

Ensuite, dans la phase d'estimation de la température de jonction, une fois les relevés masqués, filtrés et moyennés, on peut calculer T_J de la façon suivante :

$$T_J(t) = T_{case_{Réf}} + \frac{V_{AK0}(t) - V_{AK0_{Réf}}}{C_T} \text{ [K]} \qquad \textit{Eq. 3-10}$$

Où :

- $T_{case_{Réf}}$ est la valeur initiale de T_{case} [K] ;
- $V_{AK0_{Réf}}$ est la valeur initiale de V_{AK0} [V] ;
- C_T est la valeur du coefficient de sensibilité thermique de la diode du capteur [$V.K^{-1}$].

NB 1 : Tout offset sur les sondes de mesure est naturellement compensé car le calcul repose sur une différence de mesures.

NB 2 : C_T est la pente moyenne de la courbe de calibration retracée avec la sonde passive de tension. Ainsi, l'offset de la sonde est sans effet sur la pente.

Les calculs des résistance et impédance thermiques nécessitent d'évaluer l'impédance thermique conjuguée au refroidissement :

$$Z^*_{th}(t) = \frac{T_J(t) - T_{case}(t)}{P} \text{ [K.W}^{-1}\text{]} \qquad \textit{Eq. 3-11}$$

Où :

- T_J est la température de jonction du DUT [K] ;
- T_{case} est la température de la semelle de cuivre du DUT [K] ;
- P est la puissance moyenne dissipée pendant l'essai [W], elle doit être de valeur constante dans la phase de régime établi juste avant le régime transitoire.

NB : La variation de l'offset sur T_{case} d'un essai à l'autre est compensé par le fait que l'impédance conjuguée (Z_{th}) fait appel à une différence de mesure de T_{case} entre les deux relations. Cette méthode a l'avantage de compenser toute dérive d'offset dans le temps et en fonction des conditions d'usage.*

Pour terminer, la résistance thermique est déduite par extrapolation de l'impédance thermique conjuguée sur une échelle logarithmique et l'impédance thermique pure se déduit de la relation suivante :

$$Z_{th}(t) = R_{th} - Z^*_{th}(t) \text{ [K.W}^{-1}\text{]} \qquad \textit{Eq. 3-12}$$

Ci-dessous, un exemple de traitement de donnée sur un relevé de mesure V_{AK} après un essai de 6 min @ 250W pour un module DLB (CT600DJH060) :

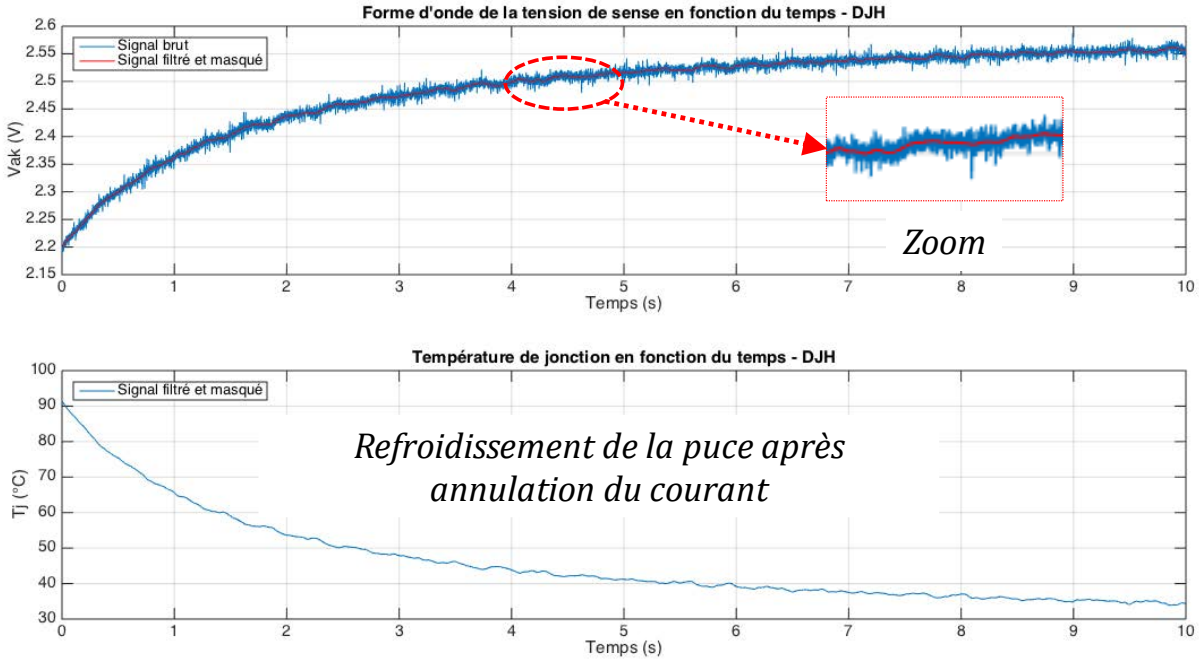


Fig. 3-33 Exemple de calcul de T_J après masquage puis filtrage du signal V_{AK} - Module DLB testé pendant 6 min @ 250W

Le signal est d'abord masqué, i.e. on retire les points du vecteur inutiles aux calculs qui vont suivre, puis est filtré grâce à une fonction de moyenne glissante dont la fenêtre est de 10µs. L'équation Eq. 3-10 nous donne enfin la température de jonction $T_J(t)$.

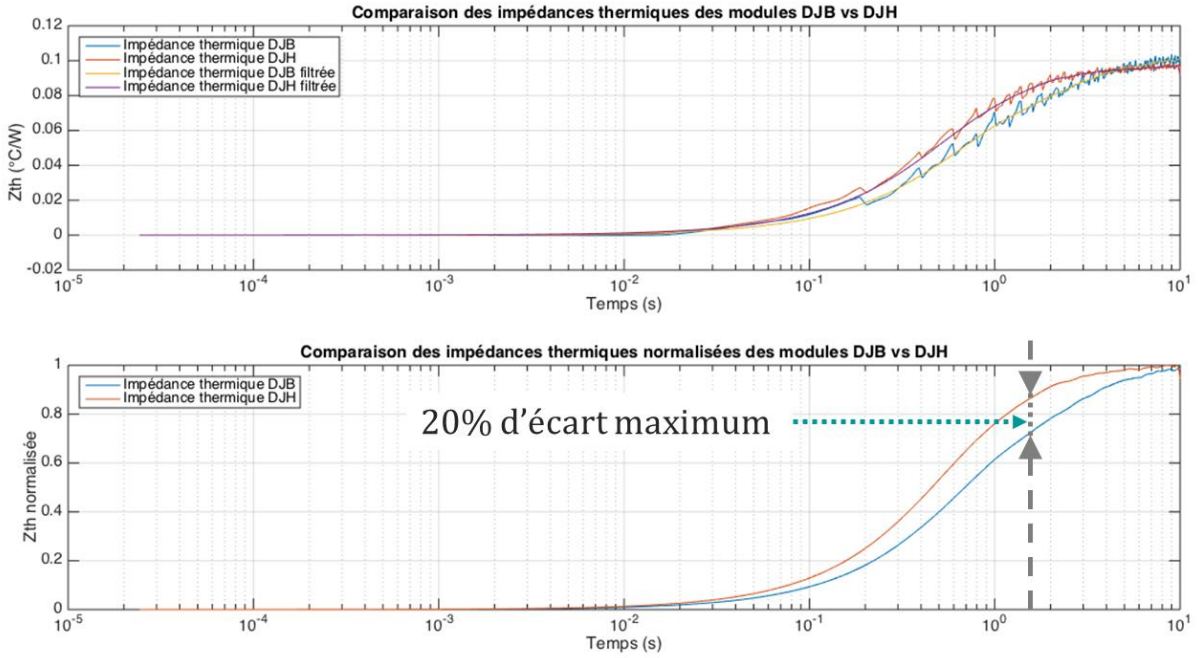


Fig. 3-34 Comparatif graphique entre un module WB et un module DLB de leurs impédances thermiques respectives (haut) puis normalisées (bas) - Essais pendant 6 min @ 200W

Modules CT600DJH060 (DLB) vs. CT300DJB060 (WB)				
P [W]	*100*	*150*	*200*	*250*
R_{th} DJH [K.W^{-1}]	*NA*	*0,107*	*0,110*	*0,106*
R_{th} DJB [K.W^{-1}]	*0,097*	*0,111*	*0,109*	*NA*
ΔZ_{th} [%]	*NA*	*19%*	*20%*	*NA*

Tab. 3-5 Synthèse des résultats après post-traitement des relevés expérimentaux

Contre toute attente, les résultats expérimentaux obtenus après post-traitement indiquent que le module WB posséderait une dynamique thermique plus lente que le module DLB. Quels que soient les essais réalisés, les courbes du WB restent en dessous de celles du DLB, pour ensuite se croiser en fin de régime transitoire. Cette différence de comportement semble apparaître dès les premières couches (puce et brasure) jusqu'à la céramique. L'usage de matériaux différents (brasure sans plomb, TCIL différent de conductivité modifiée) et d'épaisseur différentes est peut-être à l'origine de cet écart de comportement sur des modules qui ont été conçus et fabriqués avec presque de dix ans d'écart. Par ailleurs, l'usage d'un faible courant d'auto-échauffement ne permet pas au module WB de contraindre de manière nominale ses faisceaux d'interconnexion qui verront des pertes Joules bien inférieures au cas nominal et donc un moindre apport calorifique sur la puce IGBT.

La seconde partie de ce chapitre traite de la modélisation et la simulation de ces technologies par éléments finis, dans le but de comparer de manière relative et objective ces deux interconnexions en utilisant cette fois les mêmes matériaux d'assemblage dans les deux configurations. La simulation est aussi un passage obligé pour l'adaptation du design du module DLB.

3.2 Modélisation et simulations sous COMSOL Multiphysics

3.2.1 Calcul de la conductivité thermique du TCIL : modèle pyramidal statique 3D

3.2.1.1 Récapitulatif des données géométriques et physiques des modules de puissance

Avant même d'entamer toute démarche de modélisation de nos sujets d'étude, il est impératif de dresser la synthèse de toutes les données connues sur ceux-ci, que ce soit le module en version WB ou DLB.

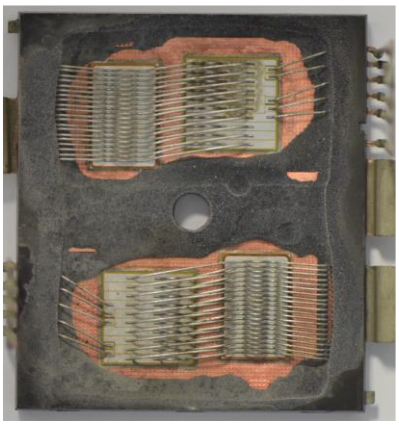
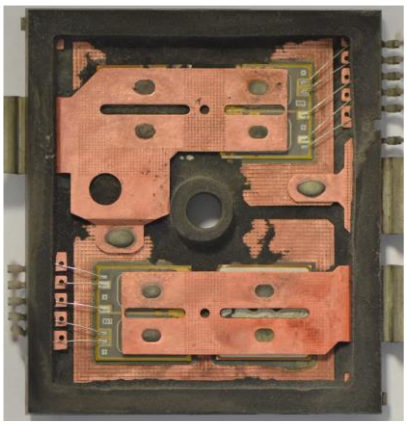
Module CT300DJB060 (WB)	Module CT600DJH060 (DLB)
	

Fig. 3-35 Photographie des deux modules de puissance décapsulés par l'équipe du CNES-THALES Lab

Grâce au « reverse engineering » opéré par le CNES-THALES Lab et aux données du fabricant, nous avons pu réaliser la modélisation numérique 2D puis 3D des deux technologies. Les deux modules sont de dimensions extérieures identiques mais se différentient par leur assemblage intérieur.

Module CT600DJH060 (DLB)

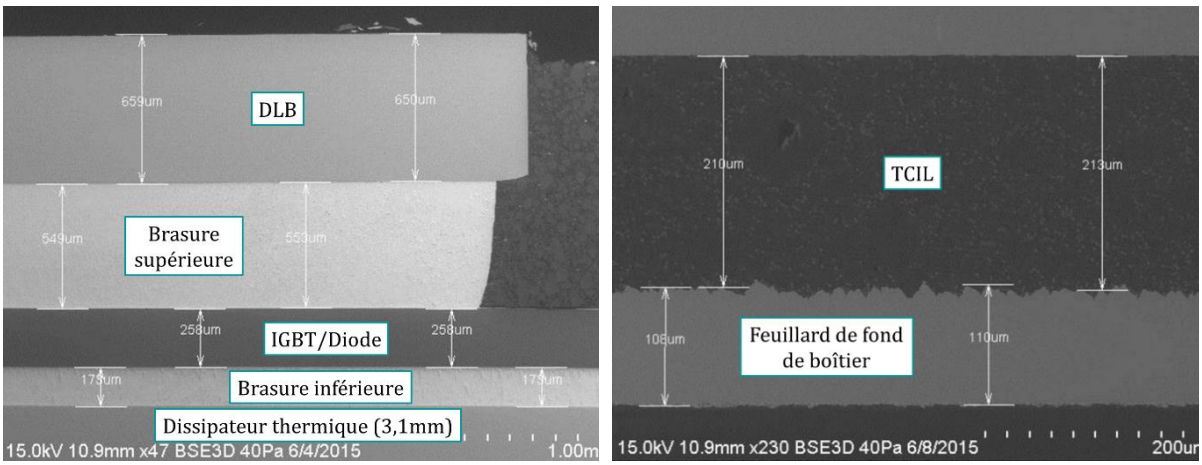


Fig. 3-36 Epaisseurs des différentes couches d'assemblage. Images issues de l'inspection au Microscope Electronique à Balayage (MEB) du CNES-THALES Lab

L'inspection dimensionnelle au MEB et l'analyse des matériaux par EDX (Analyse dispersive en énergie) des micro-sections des deux assemblages nous a permis d'extraire la majeure partie des données nécessaires à leur modélisation numérique. Hormis l'interconnexion en face avant des puces, la taille des diodes silicium et la disposition dans le plan (xy) des puces (diodes et IGBT), la nature ainsi que les dimensions des couches inférieures aux semi-conducteurs sont identiques dans les deux versions du module.

Elément	Dimensions (*l x L x h*)	Nature
Résine	-	*Si, C, O*
WB	*~30mm x 250µmØ*	*Al*
Clip	*longueur variable x 12/13 mm x 645 µm*	*Cu*
Brasure supérieure	*11,75 mm (IGBT)/10 mm (diode) x 5mm (IGBT)/5,5 mm (diode) x 547 µm*	*Sn, Cu*
Couche barrière	*1 µm*	*Ni*
Métallisation de la puce	*5 µm*	*Al*
Puce IGBT et diode	*15,2 mm x 15,1 mm x 254 µm (DJH)*	*Si*
Brasure inférieure	*environ la taille de la puce x 172 µm*	*Sn, Cu*
Dissipateur thermique	*40 mm x 26,5 mm x 3,1 mm*	*Cu*
TCIL	*45 mm x 60 mm x 210 µm*	*Al, O, C*
Feuillard de fond de boîtier	*45 mm x 60 mm x 110 µm*	*Cu*
Feuille thermo-conductrice	*56 mm x 64 mm x 0,30 mm*	*B, N, Si, C, H, O*

Tab. 3-6 Synthèse des dimensions et natures des différentes couches d'assemblage des modules DLB et WB

Elément	Nature	Conductivité thermique λ [W.m^{-1}.K^{-1}]	Masse volumique ρ [kg.m^{-3}]	Capacité thermique C_p [J.kg^{-1}.K^{-1}]	Conductivité électrique σ [S.m^{-1}]	Perméabilité relative μ_r [-]
Résine standard ECN	*Si, C, O*	*0,75*	*1820*	*800*	*-*	*3.6*
Clip Dissipateur thermique Semelle	*Cu*	*400*	*8700*	*385*	*5.998e7*	*1*
Couche barrière	*Ni*	*90,7*	*8902*	*440*	*6.84e-8*	*600*
Métallisation	*Al*	*238*	*2700*	*900*	*3.774e7*	*1*
Puce IGBT et diode	*Si*	$\lambda(T) = 150.(T/300)^{-4/3}$	*2329*	*700*	*1e-12*	*1*
Brasure (SAC305)	*Sn, Cu3%, Ag 0,5%*	*58*	*7380*	*220*	*7.58e6*	*1*
TCIL	*base Al_2O_3*	*12*	*3965*	*730*	*1e-10*	*1*
Pâte thermique	*Silicone*	*3*	*1920*	*2093*	*NA*	*NA*

Tab. 3-7 Paramètres physiques des éléments constitutifs des modules de puissance (DJB et DJH)

Une température de 100°C sera considérée pour figer les propriétés des différents matériaux dépendants de celle-ci. La première difficulté ici est d'identifier un couple d'inconnues pour la phase de recalage de nos modèles : la conductivité thermique et la chaleur massique du TCIL sont les principales inconnues, même si des ordres de grandeur nous ont été communiqués par le fabricant. A priori considérée comme une céramique, les propriétés thermiques de l'Al_2O_3 seront attribuées initialement à cette couche de TCIL mais avec une conductivité thermique minimum théorique de 12W.m^{-1}.K^{-1} (donnée reçue du fabricant). Cette donnée a d'abord été critiquée grâce à un modèle pyramidal 2D, détaillé dès à présent.

3.2.1.2 Modèle analytique 2D en tronc de pyramide

L'utilisation de modèles thermiques en première approximation, repose sur l'analogie électrique-thermique, comme expliqué en début de chapitre. Un simple réseau de type RC ne suffit pas à caractériser entièrement le comportement thermique du reste des volumes constituant l'assemblage à l'étude. Néanmoins, dans notre cas et pour une première approximation, la représentation d'un module avec une seule source de chaleur (la puce) et d'une seule surface de refroidissement isotherme (la semelle de cuivre) est possible avec la formulation qui suit afin de calculer notre inconnue : la conductivité thermique du TCIL [8].

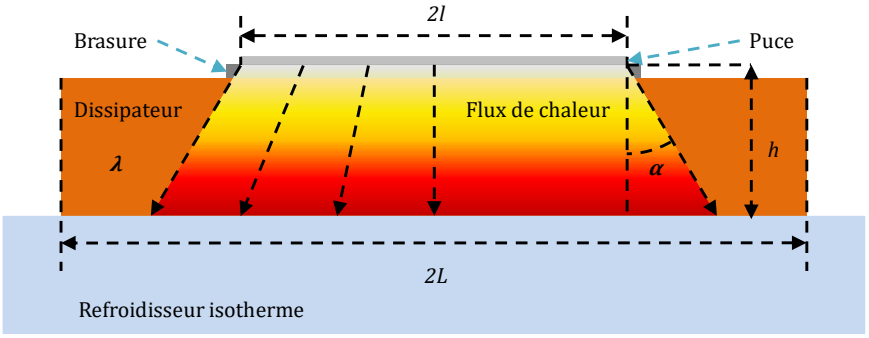


Fig. 3-37 Coupe d'un module de puissance et schématisation du cône de chaleur émanant de la puce

Lorsque l'épaisseur totale de la structure est suffisamment importante pour que le flux thermique puisse s'épanouir en une forme conique, il est indispensable de tenir compte de cet épanouissement sur la variation de la section des couches traversées. L'une des solutions pour prendre en compte facilement ce phénomène consiste à considérer un cône décrit par le flux thermique. Ce cône est caractérisé par un angle α qui peut être calculé, lorsqu'une condition isotherme est appliquée sur la surface de refroidissement, par la formulation suivante [9] [10] :

$$\alpha = \arctan\left[\left(1-\frac{l}{L}\right)\times\frac{h}{l+h}\right] \text{ [rad]} \qquad \textit{Eq. 3-13}$$

Lorsque le flux s'établit sur une profondeur importante (telle que h >> l) et une section de cône entre le début et la fin du trajet (telle que L >> l), l'équation Eq. 3-13 permet de retrouver le résultat usuel $\alpha \cong \pi/4$ que nous utiliserons ici.

Dans le cas présent d'une source de chaleur de section « théorique » rectangulaire a x b, la résistance thermique de chaque couche traversée par le flux de chaleur peut s'écrire :

$$R_{th_i} = \frac{1}{2\lambda(b_i-a_i)}\times\ln\left(\frac{b_i}{a_i}\times\frac{(a_i+2h_i.\tan\alpha)}{(b_i+2h_i.\tan\alpha)}\right) \text{ [K.W}^{-1}\text{]} \qquad \textit{Eq. 3-14}$$

Avec :

- $a_i < b_i$ les côtés de la section de la source de chaleur [m] ;
- h_i la hauteur entre la section de la source de chaleur et la surface de refroidissement supposée isotherme [m].

En discrétisant et en sommant les résistances thermiques (R_{th_i}) de chaque couche empilée, on obtient la résistance thermique équivalente du système, dont la valeur théorique maximum est d'environ 0,13 K.W^{-1}.

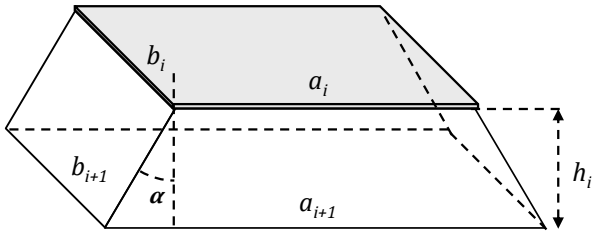


Fig. 3-38 Schéma explicatif du tronc de pyramide pour le calcul 3D approché de la résistance thermique en régime statique

Ci-dessous, les résultats synthétisant cette étude préliminaire :

Epaisseur totale [m]	*1,137E-01*		
l [m] (puce)	*7,500E-03*	**α [rad]**	$\frac{\pi}{4}$
L [m] (semelle)	*3,00E-02*		

Couche	**h [m]**	**a [m]**	**b [m]**	**S [m²]**	**R_{th} [K.W^{-1}]**
Puce	*2,540E-04*	*1,500E-02*	*1,510E-02*	*2,265E-04*	*7,577E-03*
Brasure Inférieure	*1,720E-04*	*1,500E-02*	*1,510E-02*	*2,265E-04*	*1,309E-02*
Dissipateur Thermique	*3,100E-03*	*1,524E-02*	*1,534E-02*	*2,338E-04*	*3,315E-02*
TCIL	*2,100E-04*	*1,960E-02*	*1,970E-02*	*3,861E-04*	*7,770E-02*
Semelle	*1,100E-04*	*1,990E-02*	*2,000E-02*	*3,980E-04*	*6,910E-04*

R_{th} Totale [K.W^{-1}]	*0,132*

Tab. 3-8 Résultats d'ajustement obtenus avec une conductivité thermique recalée du TCIL à 7 W.m^{-1}.K^{-1}

Grâce à cette formulation, nous obtenons un minimum théorique de 7 W.m^{-1}.K^{-1} pour la conductivité thermique de la couche TCIL. Ce paramètre initial restera à vérifier lors des simulations 2D puis 3D lors du recalage.

3.2.2 Modélisation du module DLB en 2D

3.2.2.1 Présentation du modèle 2D

Pour les premières simulations thermiques en régime statique, le module de puissance DJH (DLB) est modélisé dans le plan (xz) selon l'axe de coupe illustré ci-après :

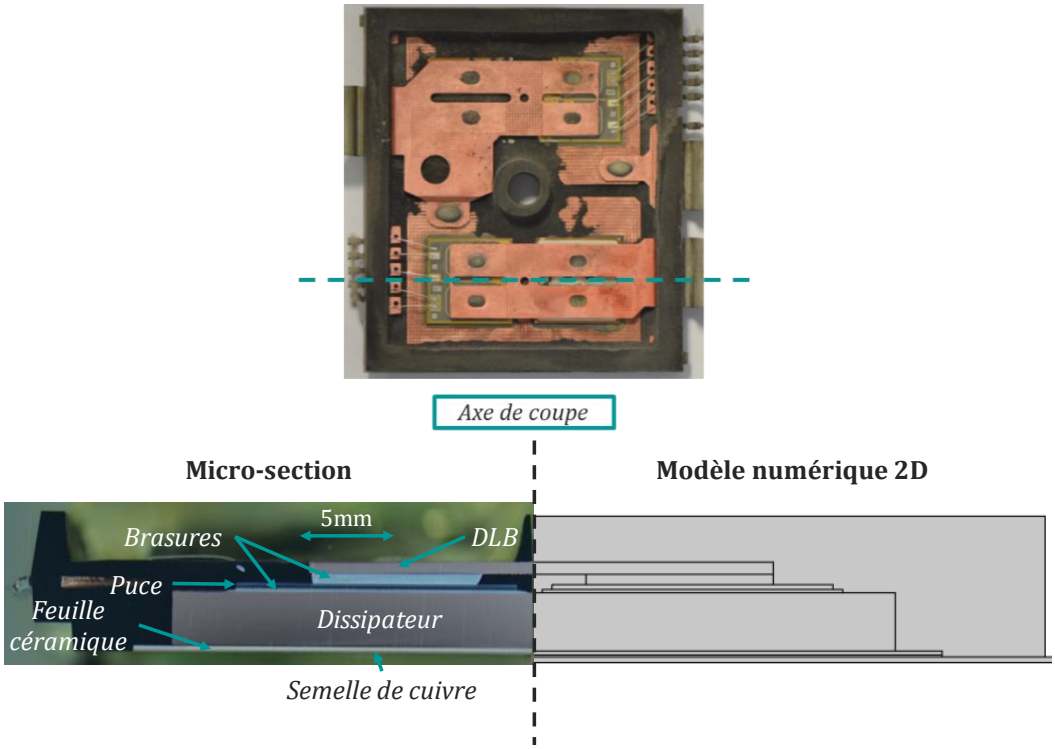


Fig. 3-39 Axe de coupe (haut) et comparatif visuel entre la micro-section du module DLB et sa modélisation en 2D (bas)

Conditions aux limites :

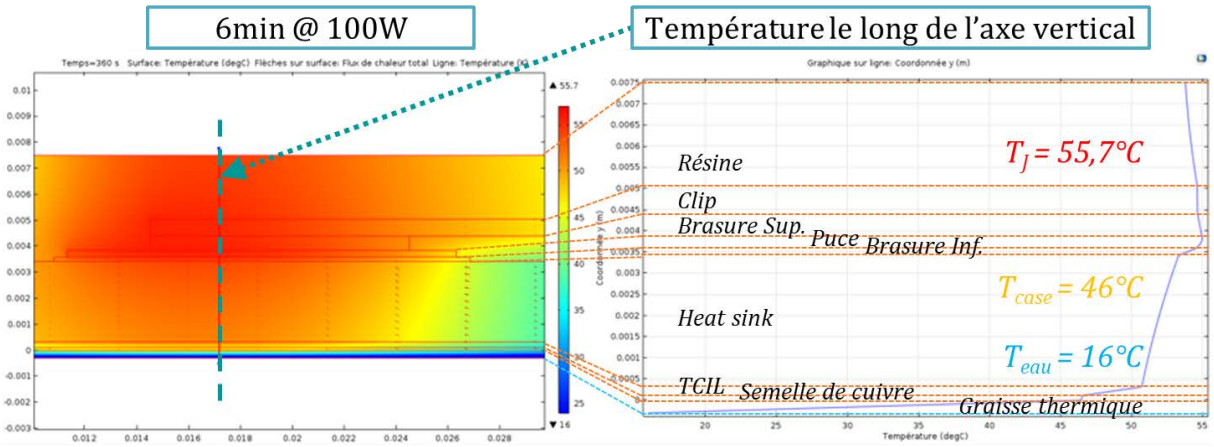
- Les surfaces d'échange de la résine sont en contact avec l'air ambiant ;
- Les échanges avec l'ambiant sont de type convection naturelle, modélisés par un h équivalent ;
- Deux coefficients de convection, vertical et horizontal, sont considérés : $h_{horiz} = 5W.m^{-2}.K^{-1}$ et $h_{vert} = 15W.m^{-2}.K^{-1}$ avec une température de l'air à T_{amb}=22°C ;
- Le puits de chaleur est simulé par une condition en température constante du refroidisseur T_{eau} = 16°C ;
- A l'interface de la semelle de cuivre est calculée la couche mince de pâte thermique (modélisée par des éléments de frontière analytiques, i.e. non maillés) pour simplifier les calculs qui seront réalisés en 1D grâce à cette approximation.

Conditions initiales :

- L'IGBT est l'unique source de chaleur : P_{puce} = 150W volumique ;
- La diode peut être considérée comme une source froide (P_{diode}=0W volumique) ou une source chaude (P_{diode}=P_{puce}/2 par exemple) : elle contribue ou non à l'échauffement du module ;
- A t_0, l'assemblage est considéré adiabatique isotherme à T = T_{eau}.

3.2.2.2 Premières simulations thermiques 2D

Une première simulation de fonctionnement à 100W pendant 6min et une conductivité thermique du TCIL à 9 $W.m^{-1}.K^{-1}$, nous donne la distribution de température visible ci-contre :



$$R_{th} = \frac{T_J - T_{case}}{P} = \frac{55,7 - 46}{100} = 0,097°C.W^{-1}$$

Fig. 3-40 Simulation 2D classique - Distribution de la température à la verticale de la puce et calcul de la résistance thermique

L'estimation de la température de jonction est faite à l'aplomb de la mesure de T_{case}, soit au centre de la puce IGBT. Les deux valeurs permettent d'obtenir facilement la résistance thermique du modèle et les premiers essais s'avèrent concluants même sans recalage. Pour la suite des essais et afin de correspondre le plus possible aux résultats expérimentaux, les résistances thermiques seront calculées en utilisant la température maximum et la température moyenne de la jonction, puis comparées entre elles.

Partant de cette base-là, des simulations sur des géométries modifiées ont été réalisées afin d'explorer de nouvelles pistes de design exploitant les propriétés du DLB. Comme par exemple un DLB allongé offrant plus de surface d'échange, ou encore un module DLB ouvert sur le dessus du boîtier avec un empilement céramique + feuillard cuivre (pour l'isolement électrique) permettant un refroidissement double-face très efficace.

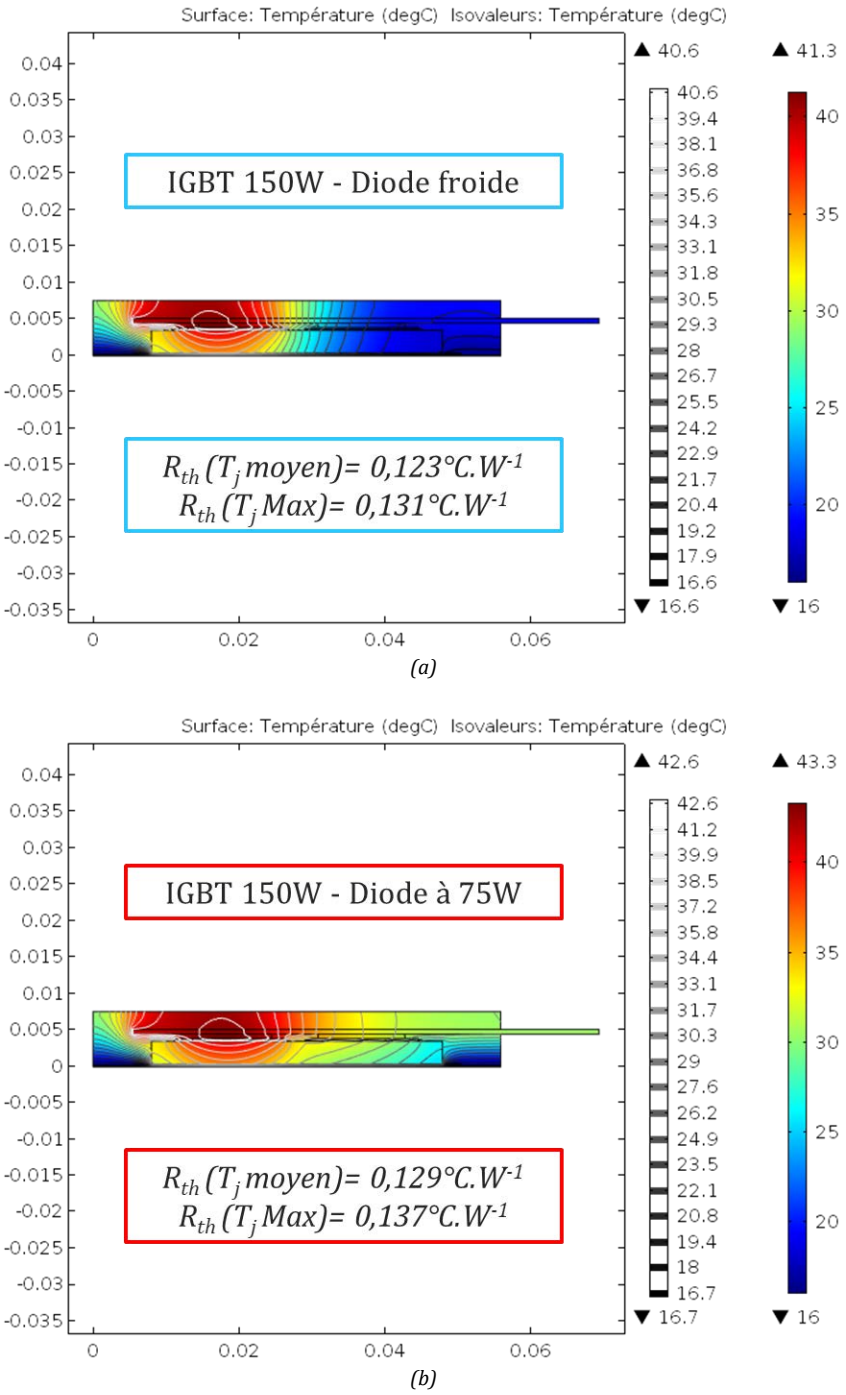


Fig. 3-41 Simulations 2D dans la configuration de référence avec diode froide (a) ou diode à 75W (b)

On observe ici que la diode agit comme une source froide et induit une dissymétrie dans la diffusion de la chaleur au niveau de la brasure supérieure de l'IGBT. En effet, lorsque la diode est aussi source de chaleur comme sur la Fig. 3-41 (b), cette dissymétrie est moins appuyée et le dôme de chaleur se recentre au-dessus de la puce IGBT.

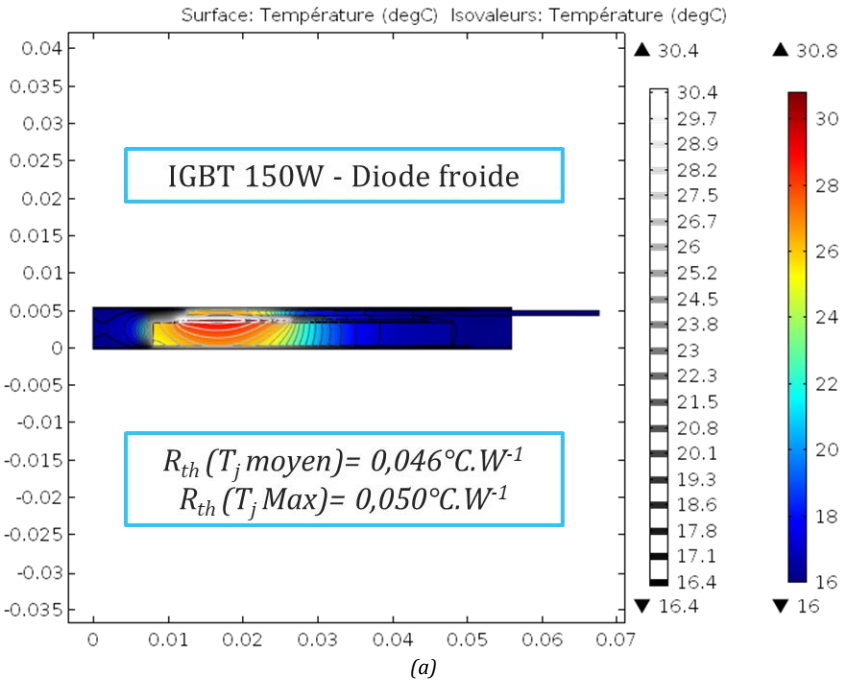


Fig. 3-42 Simulations 2D pour un module DLB à refroidissement double-face

Une couche de TCIL et une semelle de cuivre sont ajoutées sur la face supérieure du DLB. L'épaisseur de résine est diminuée afin d'affleurer à la nouvelle semelle de cuivre qui se retrouve ainsi en contact avec un nouveau dissipateur virtuel dont la température de l'eau est toujours de 16°C. Par rapport au modèle précédent considéré comme la référence, la température maximum de jonction est diminuée de 10°C (sur une amplitude max T_{jmax}-T_{case} de 25°C) et la résistance thermique en face arrière est sensiblement diminuée : elle est divisée d'environ 40%. Le refroidissement double face permet aussi de réduire le gradient de température relatif sur la puce (T_{jmax}-T_{jmoy})/T_{jmoy} de 9% (simple face) à 6% (double face).

3.2.3 Modélisation des modules DLB et WB en 3D

Pour mieux se rendre compte de l'impact des connexions DLB et WB sur leur assemblage des points de vues thermique, thermomécanique voire électromagnétique (cf. Annexe A), le seul modèle 2D a ses limites. C'est pourquoi le passage à une modélisation en 3D est inévitable si l'on veut prendre en compte de nouveaux phénomènes de manière réaliste comme l'effet Joule des interconnexions.

3.2.3.1 Présentation du modèle 3D

Pour ce faire, toutes les données géométriques connues sur les deux modules de puissance ont été transmises à l'un de nos ingénieurs du LAPLACE : Maël Durand. Spécialiste CAO/DAO sous AutoCAD, il a pu réaliser les modèles 3D ci-dessous à l'aide du logiciel Inventor et de fichiers STP. Ceux-ci ont été par la suite importés directement sous COMSOL Multiphysics pour pouvoir être reparamétrés et simulés. Cependant, l'importation ne se faisant pas sans accroche, un nettoyage des arêtes et des points a parfois été nécessaire.

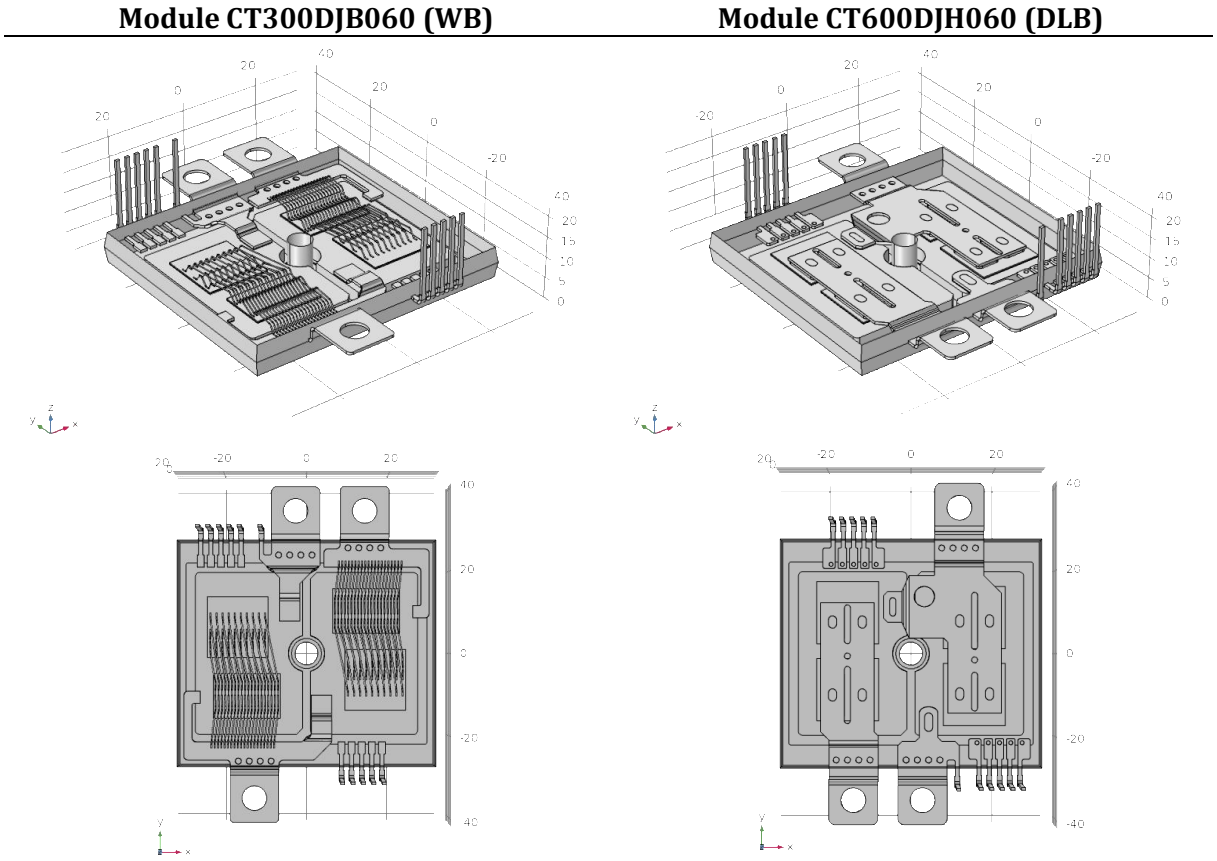


Fig. 3-43 Présentation des modèles 3D des modules WB et DLB réalisés sous Inventor puis simulés sous COMSOL Multiphysics

3.2.3.2 Premières simulations thermiques 3D et recalage du modèle

Sur une première simulation « brute », de très forts écarts apparaissent avec les résultats expérimentaux de la résistance thermique du module DLB, comme illustré sur la Fig. 3-44 ci-dessous (0,11°C.W^{-1} en réel contre 0,05°C.W^{-1} en simulation). Ces premiers résultats montrent bien que le modèle doit être recalé en 3D avec la réalité et, pour ce faire, le paramètre incertain à faire évoluer est la conductivité thermique de la couche TCIL (annoncée à 12W.m^{-1}.K^{-1} par le

constructeur). Cependant, les pertes Joules au sein du DLB, des joints de brasure et du leadframe inférieur contribuent à l'échauffement de la puce et pourraient expliquer ces écarts.

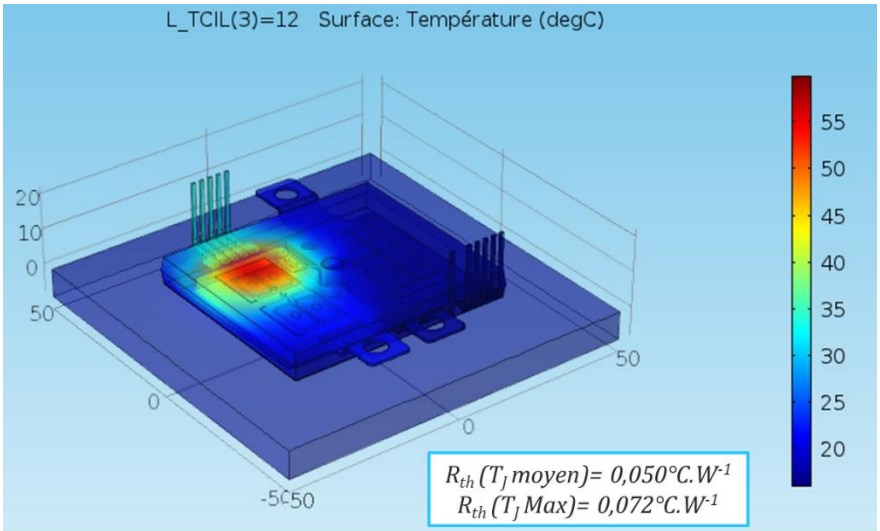


Fig. 3-44 Simulation thermique 3D d'un module DLB avec une conductivité thermique du TCIL à 12W.m^{-1}.K^{-1}

En divisant d'abord par deux la conductivité thermique du TCIL, puis en ajustant sa valeur à 5W.m^{-1}.K^{-1}, on parvient à retrouver l'ordre de grandeur et des valeurs cohérentes avec l'expérimentation. C'est logique car la R_{th} calculée en 3D est plus grande qu'en 2D, de par les effets de bord absents en 2D. Bien que dans notre cas, cette conductivité thermique soit l'inconnue principale, il reste d'autres propriétés physiques aux valeurs définies arbitrairement, ne connaissant pas avec précision la composition des brasures ou de la résine par exemple. Une rapide étude de sensibilité a permis de montrer que même en modifiant la conductivité thermique de celles-ci, celle du TCIL reste le paramètre ayant le plus d'influence sur les performances thermiques du module de puissance.

Conductivité thermique du TCIL	$\boldsymbol{\lambda_{TCIL} = 12W.m^{-1}.K^{-1}}$	$\boldsymbol{\lambda_{TCIL} = 6W.m^{-1}.K^{-1}}$	$\boldsymbol{\lambda_{TCIL} = 5W.m^{-1}.K^{-1}}$
T_{case} [°C]	*41,92*	*40,64*	*40,19*
T_J moyen [°C]	*54,35*	*59,61*	*61,61*
T_J Max [°C]	*59,90*	*65,57*	*67,73*
P [W]	*250*	*250*	*250*
R_{th} (T_J moyen) [°C.W^{-1}]	*0,05*	*0,08*	*0,09*
R_{th} (T_J Max) [°C.W^{-1}]	*0,07*	*0,10*	*0,11*

Tab. 3-9 Recalage des modèles lors du passage de 2D à 3D. Calcul des R_{th} avec modification de la conductivité thermique du TCIL

Ces simulations purement thermiques, permettent de comparer objectivement les performances thermiques en face arrière de ces modules, à mêmes matériaux et même conductivité, ainsi que l'impact du DLB sur ces mêmes performances.

NB : La température T_{case} est calculée par intégration de la température sur une surface de 0,5mm2 afin d'être plus représentatif de la réalité. Pour ce qui est de la température de jonction moyenne, elle est obtenue par intégration volumique de la température dans le volume de la puce IGBT. Enfin, uniquement la partie low-side des modules sera calculée, étant donné la complexité et la symétrie centrale existante au niveau de la géométrie (même si ce n'est pas réellement le cas pour le DLB).

Avec une puissance à dissiper de 200W uniformément répartie dans le volume de la puce (les autres paramètres de convection et de température d'eau froide étant les mêmes que pour les simulations 2D), on remarque tout d'abord que la température maximum de 55°C est atteinte par le module DLB (50°C pour le module WB). La puce étant plus centrée sur le dissipateur thermique du module WB, le cône de chaleur a plus de latitude pour s'épanouir que dans le cas du DLB. Néanmoins, on constate que la température moyenne au sein du module DLB augmente plus que dans le cas du WB. Le clip de cuivre permet d'homogénéiser la température au sein du module avec son effet de « drain thermique » même si son effet est limité par les brasures très épaisses (550µm) en face avant de la puce, dont la conductivité thermique n'est « que » de 58W.m^{-1}.K^{-1} comparée à celle de l'aluminium à 238W.m^{-1}.K^{-1}. Notons, toutefois, que ces résultats ne tiennent compte ni de la résistance de connexion entre les pieds de bonding et la puce semi-conductrice, ni de l'effet Joule des interconnexions, ces comportements changent complètement par la suite grâce aux simulations électrothermiques.

Module CT300DJB060 (WB)

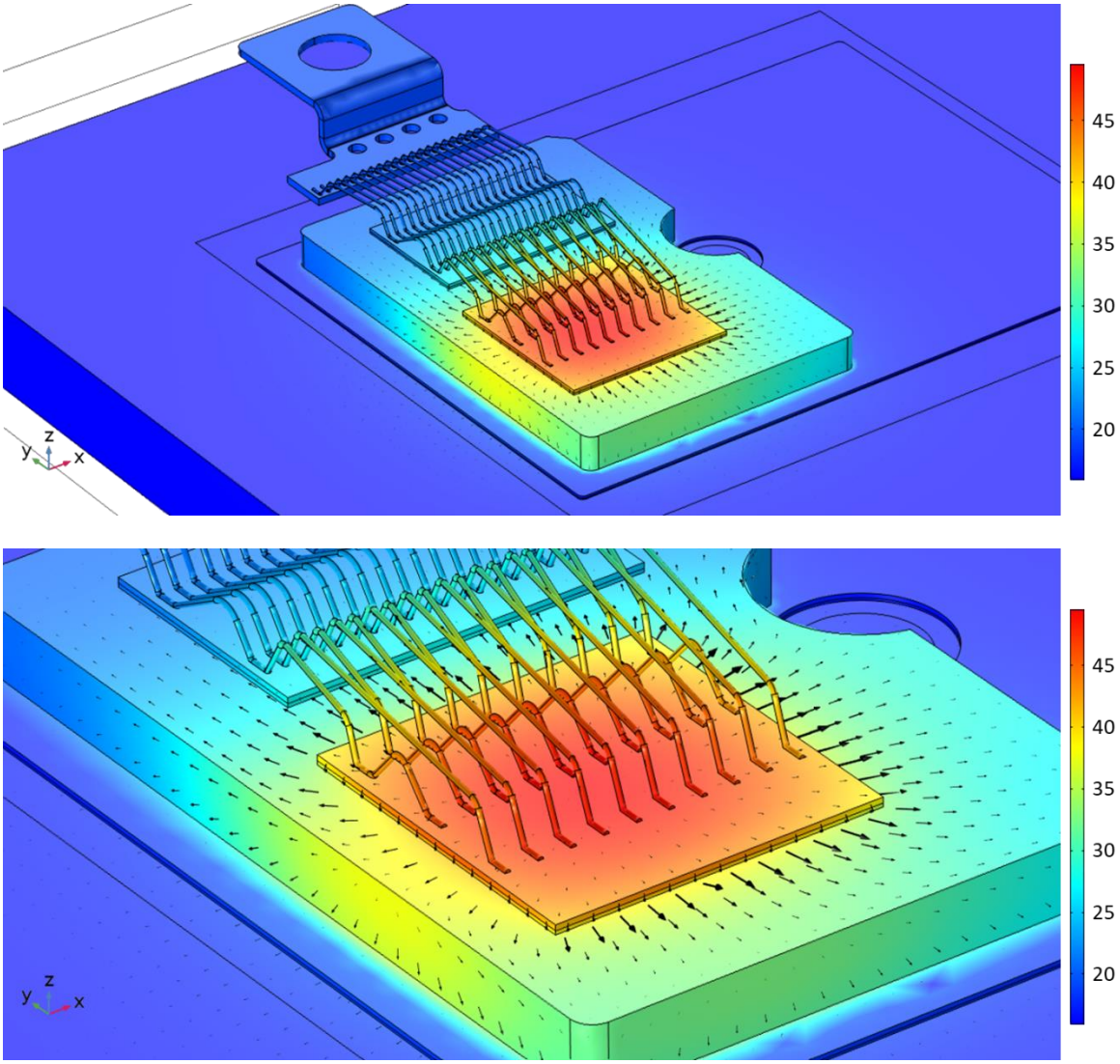


Fig. 3-45 Cartographie de la température au sein du module WB pour 200W dissipés dans le volume de la puce IGBT

Module CT600DJH060 (DLB)

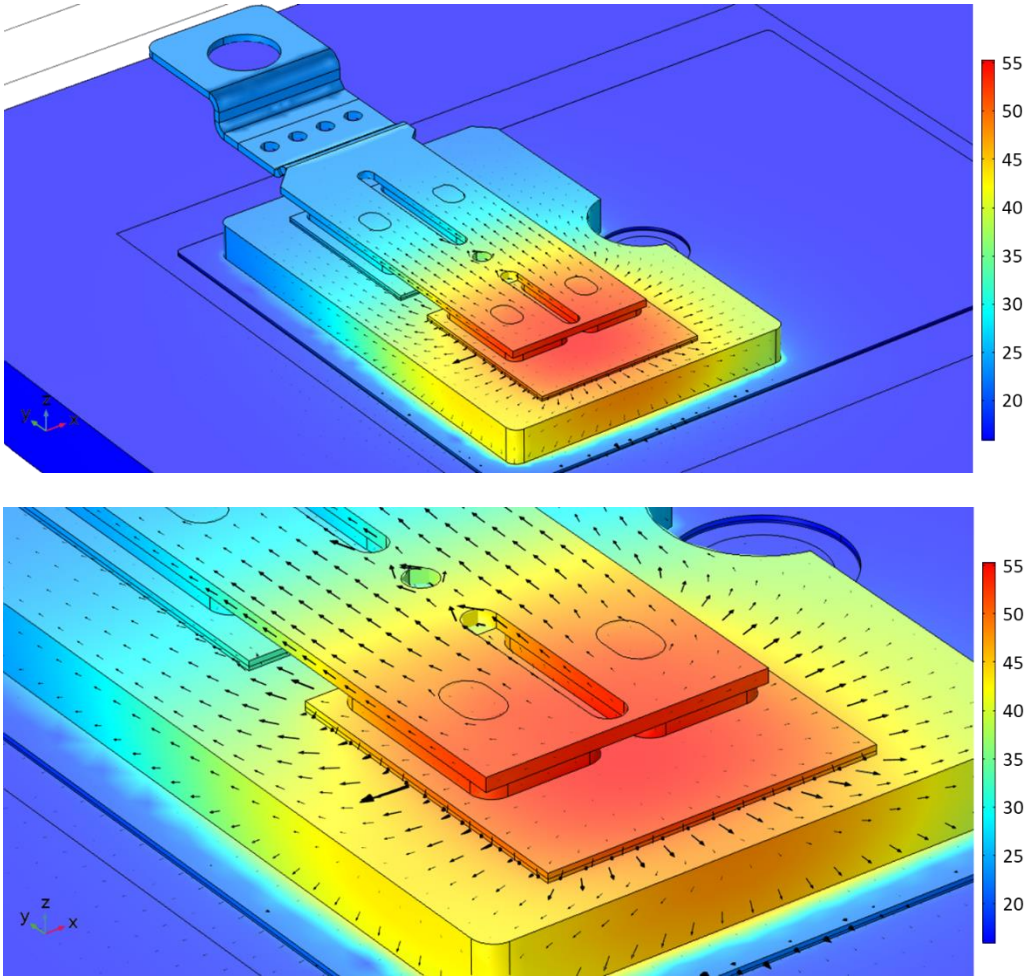


Fig. 3-46 Cartographie de la température au sein du module DLB pour 200W dissipés dans le volume de la puce IGBT

A l'issue de ces simulations 3D, la résistance et l'impédance thermiques de chaque technologie ont été calculées :

Module	**CT300DJB060 (WB)**	**CT600DJH060 (DLB)**
T_{case} [°C]	*25,45*	*29,90*
T_J moyen [°C]	*45,17*	*50,67*
T_J Max [°C]	*49,60*	*55,37*
P [W]	*200*	*200*
R_{th} (T_J moyen) [°C.W^{-1}]	*0,12*	*0,13*
R_{th} (T_J Max) [°C.W^{-1}]	*0,10*	*0,10*

Tab. 3-10 Synthèse des mesures de température et calculs des résistances thermiques

Tout comme lors des essais expérimentaux, on retrouve une résistance thermique quasiment équivalente entre les deux technologies. Comme dit précédemment, les deux assemblages ayant un empilement similaire entre la puce et la semelle thermique, ce résultat paraît logique et n'apporte pas d'éléments critiques à l'avantage de l'une ou l'autre technologie. En revanche, s'agissant de l'impédance thermique, des différences sont clairement notables.

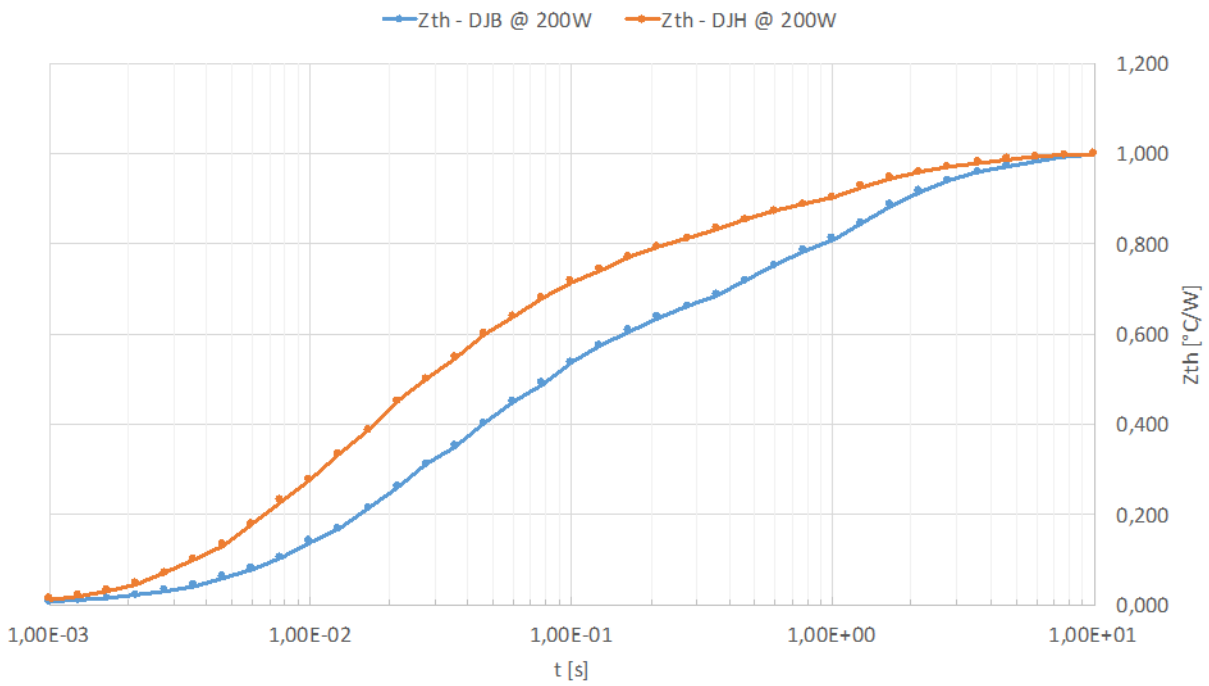


Fig. 3-47 Impédances thermiques des modules WB et DLB à iso-paramètres (200W)

Le graphique ci-dessus représente l'évolution de l'impédance thermique des deux modules entre 1ms et 10s. Contrairement à ce qui était attendu, c'est bien le module WB qui possède encore la meilleure dynamique thermique. Ce résultat surprenant peut, encore une fois, être expliqué par les deux couches très épaisses de brasure SAC entre le clip et la puce IGBT ainsi que le nouveau placement de la puce sur le dissipateur thermique. Cette tendance est bien conforme à la mesure de la Z_{th} (t) sur le banc, comme exposé en début de chapitre.

3.2.3.3 Simulations électrothermiques : analyse des contraintes et de la répartition du courant

Afin d'être plus représentatif de l'utilisation en conditions réelles de ces modules de puissance et d'apporter de nouveaux éléments de comparaison, un couplage électrique et thermique a été opéré pour générer des pertes par effet Joule. En effet, pour les simulations précédentes, un terme source (le volume de la puce) dissipait de manière uniforme les 200W imposés dans tous les domaines d'étude, or la réalité est tout autre. Quand bien même la puce IGBT est le lieu de pertes importantes, celles créées par effet Joule dans les interconnexions le sont tout autant. Aussi, et dans le but d'être le plus représentatif possible, nous avons modélisé la métallisation de la puce en face avant à l'aide de la fonctionnalité « couche mince ». Celle-ci permet de ne pas modéliser ni de mailler géométriquement les couches dites minces (ici 5µm) mais de résoudre l'équation de la chaleur en 1D dans cette épaisseur, soit : $\lambda \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = \rho . c \frac{\partial T}{\partial t}$.

Grâce à ces simulations couplées, les lignes de courant et leur répartition sont observables au sein du module et de l'interconnexion de puissance. D'autre part, la puce semi-conductrice étant par défaut non conductrice si non commandée, sa conductivité électrique (σ) est recalculée pour obtenir un élément purement résistif équivalent dissipant la même puissance.

Modules	**CT300DJB060 (WB) et CT600DJH060 (DLB)**
P [W]	*200*
V [V]	*1*
I [A]	*200*
R [Ω]	*5E-3*
σ [S.m^{-1}]	*2,248E02*

Tab. 3-11 Paramètres utilisés pour les simulations électrothermiques

Pour bien mettre en évidence les pertes par effet Joule au sein de chaque module, l'approche est volontairement différente ici. Les pertes totales générées sont les mêmes (200W) mais elles le sont dans un fonctionnement classique, c'est-à-dire via une injection d'un courant de 200A à travers une puce présentant une résistance de 5mΩ.

L'injection de courant se fait logiquement par la cosse de puissance à l'extérieur du module de puissance. Puisque seule une moitié du module est modélisée dans le cas présent, la masse est représentée par la face inférieure du dissipateur thermique en contact avec le TCIL.

Module CT300DJB060 (WB)

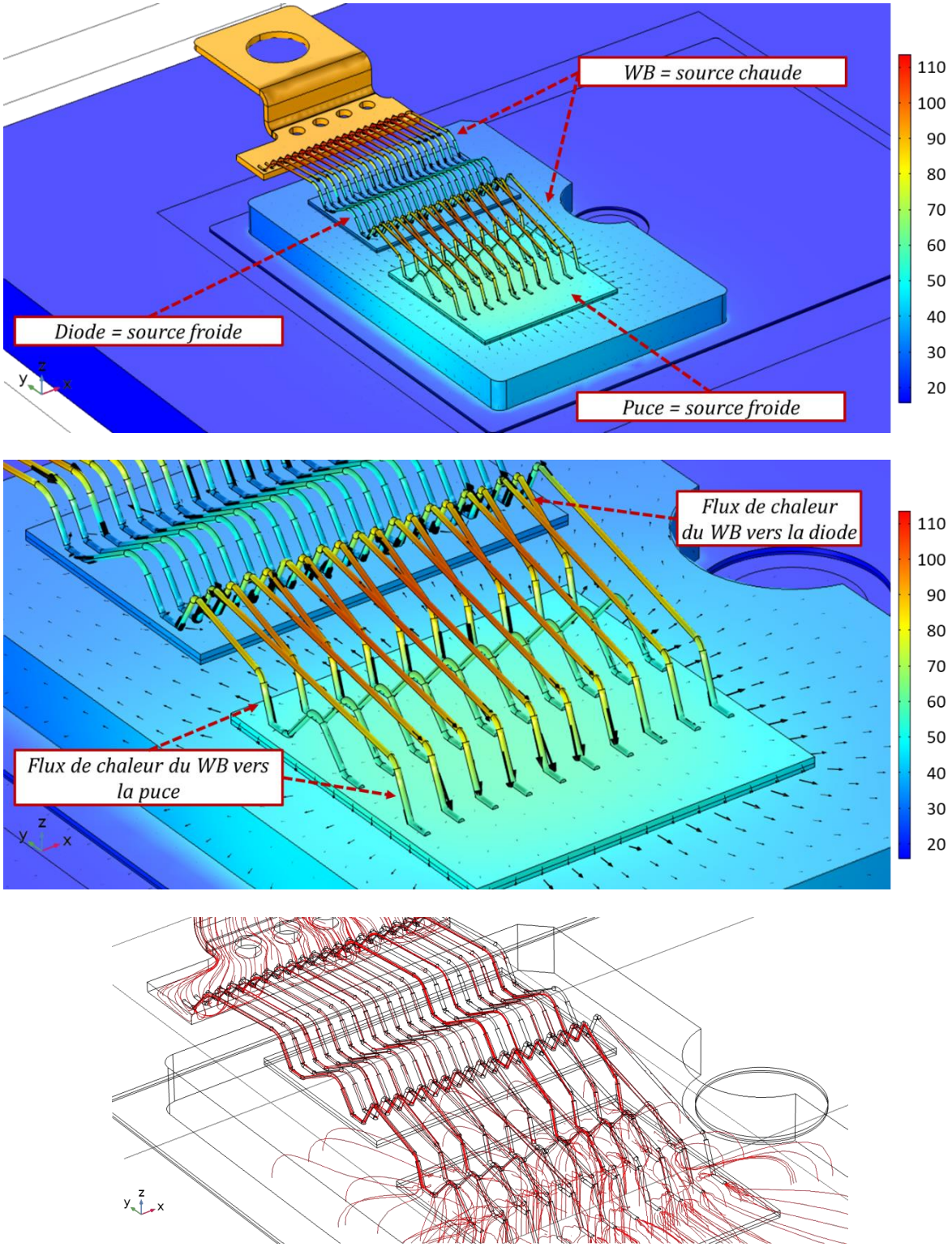


Fig. 3-48 Cartographie thermique et répartition des lignes de courant au sein du module WB à 200A

Module CT600DJH060 (DLB)

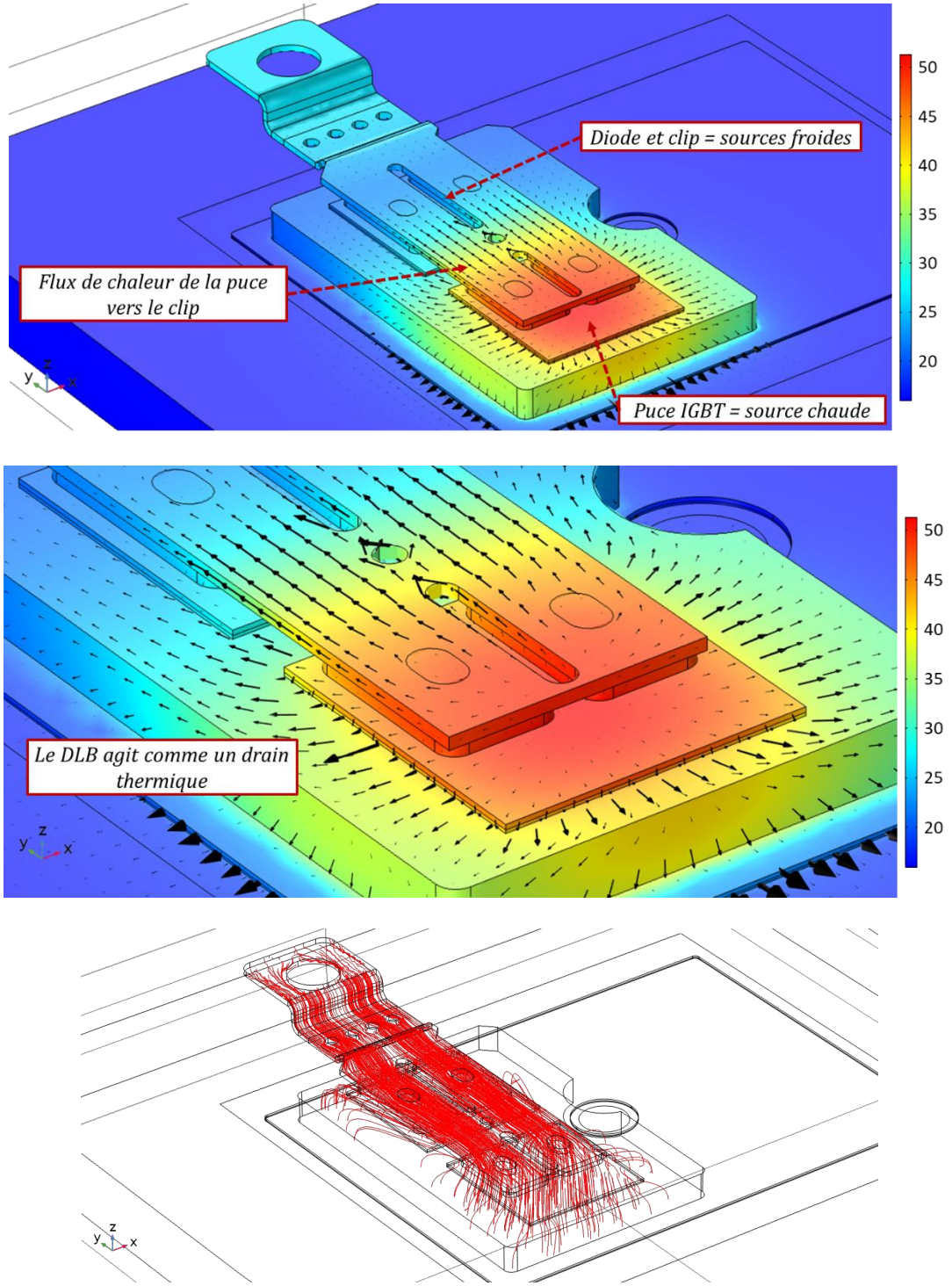
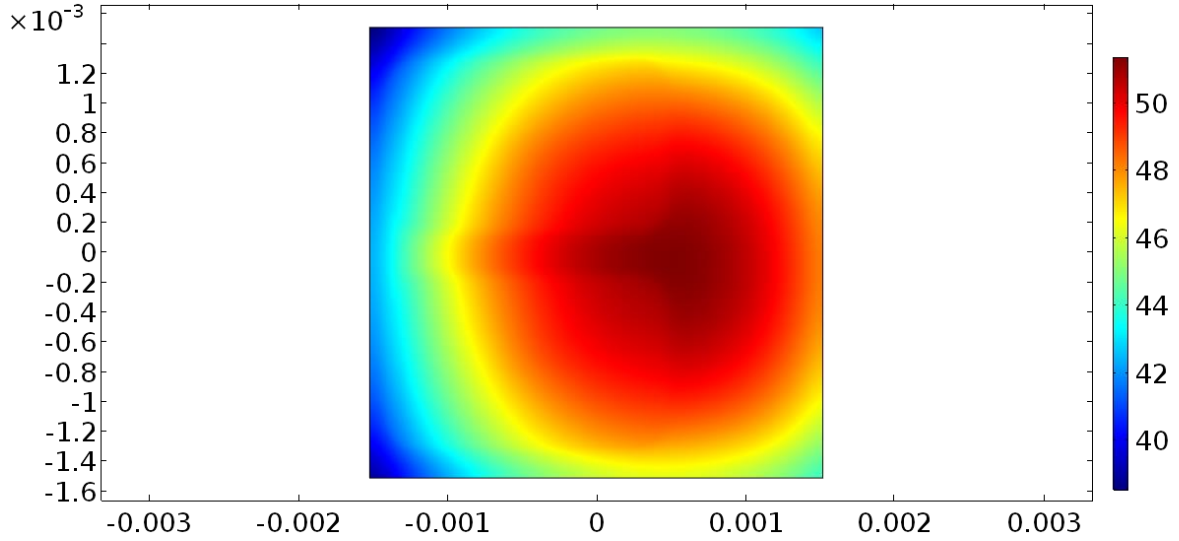


Fig. 3-49 Cartographie thermique et répartition des lignes de courant au sein du module DLB à 200A

En observant les lignes de courant sur les deux types d'interconnexion, on retrouve ce qui les caractérise l'une et l'autre, à savoir que le courant est réparti de manière homogène dans le volume du clip massif de cuivre (DLB) alors que pour les WB, certains fils sont parcourus par plus de courant que d'autres, la densité de courant pouvant varier de 200kA.m^{-2} à 400kA.m^{-2}. La conséquence directe est que la température est légèrement plus homogène en surface de puce dans le cas du DLB que dans le cas du WB (cf. Fig. 3-50 ci-après).

Module CT600DJH060 (DLB)



Module CT300DJB060 (WB)

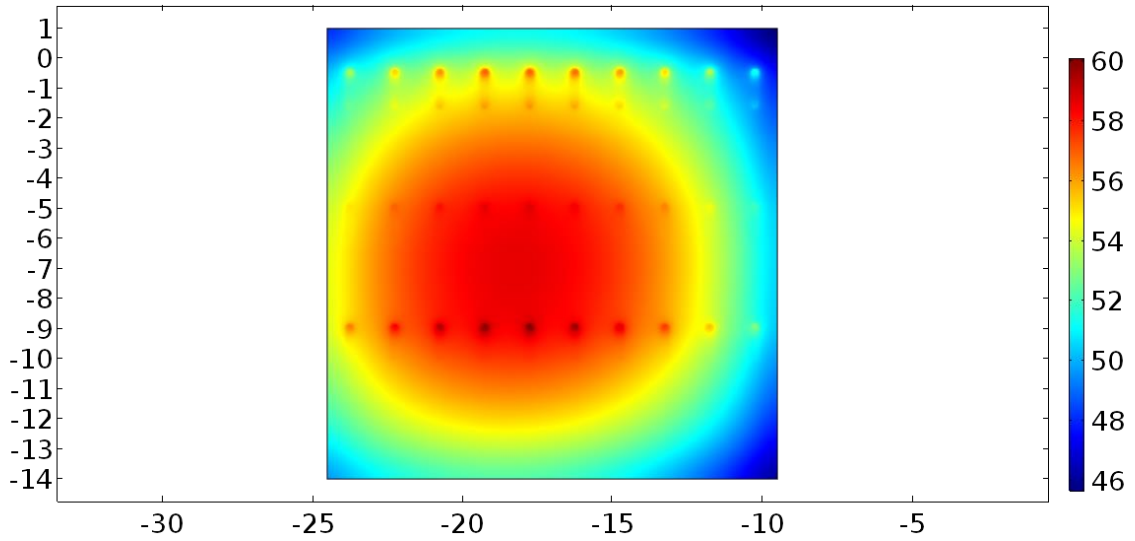


Fig. 3-50 Température à la surface de la puce IGBT sur les deux modules WB et DLB

Sur le DLB, le cône de chaleur est clairement décentré par rapport au centre de la puce. Il existe deux raisons à cela : premièrement, le clip de cuivre et la diode « froide » agissent tous deux comme sources froides et absorbent une partie du flux pour le distordre vers un côté ; deuxièmement, le clip et les deux brasures ne recouvrent que les 2/3 de la surface de la puce. Ceci étant dit, aucun point particulièrement chaud n'est à déplorer sur cette cartographie de la température. Il existe clairement un flux de chaleur se propageant de la puce vers le clip, jouant bien le rôle d'un collecteur de chaleur.

Sur le module WB, le cône de chaleur n'est que légèrement décentré et on remarque tout de suite plusieurs points plus chauds que la moyenne, correspondants aux pieds des fils de bonding. Cette caractéristique est l'une des faiblesses principales de ce type d'interconnexion. Comme vu précédemment, les bondings génèrent beaucoup de pertes par effet Joule ; ce flux vient alors s'ajouter à celui dissipé par la puce et surchauffe l'ensemble. Il existe clairement un flux de

chaleur se propageant des fils vers la puce, alors que le clip permettait à l'inverse d'extraire un flux de chaleur de la puce vers la connexion.

Module	**CT300DJB060 (WB)**	**CT600DJH060 (DLB)**
V_{Cosse} [V]	*1,019*	*1,185*
V_{Puce} [V]	*1,001*	*1,000*
I [A]	*200*	*200*
J Max [A.m^{-2}]	*8,73E+05*	*8,92E+05*
R [Ω]	*8,94E-05*	*9,248E-04*
R_{Equ} [Ω]	*5,09E-03*	*5,95E-03*
T Max IGBT [°C]	*51,4*	*60,1*

Tab. 3-12 Calcul de la résistance de connexion WB Vs DLB et résistant totale équivalente

En mesurant la différence de potentiels aux bornes de chaque interconnexion, la résistance électrique équivalente du DLB apparaît être dix fois inférieure à celle des fils de bonding. D'un point de vue purement fonctionnel, c'est un avantage non négligeable à prendre en compte lors d'un design de module de puissance, surtout pour des applications BT où les niveaux de courant peuvent atteindre plusieurs centaines d'ampères.

3.2.4 Nouveau design d'un module avec fusibles intégrés sur DLB

Le chapitre 2 nous a permis de mettre en évidence le très bon comportement en mode « fail-to-short » du module de puissance s'appuyant sur la technologie du DLB. Néanmoins, dans le cas de figure où les conditions de fonctionnement ou l'architecture du convertisseur de puissance ne se prêtent pas à l'utilisation de ce mode de défaut, des éléments d'isolement passifs ou actifs sont indispensables, dans le but de séparer le module défaillant des organes sains.

Partant de ce postulat, deux options s'offrent à nous :
- Ajouter des composants d'isolement externes ;
- Ou opter pour un re-design du module, afin d'obtenir le mode de défaut voulu « fail-to-open ».

C'est dans cette deuxième optique que le module de puissance DLB a été repensé, sur la base des travaux de Z. Dou [11] effectués durant sa thèse. La géométrie du DLB se prête bien à un re-design de son clip de par sa largeur et son épaisseur, c'est pourquoi nous avons imaginé un nouveau clip de cuivre rallongé, incluant des constrictions fusibles dimensionnées selon un I^2T donné.

Ci-dessous, la géométrie des constrictions fusibles à dimensionner :

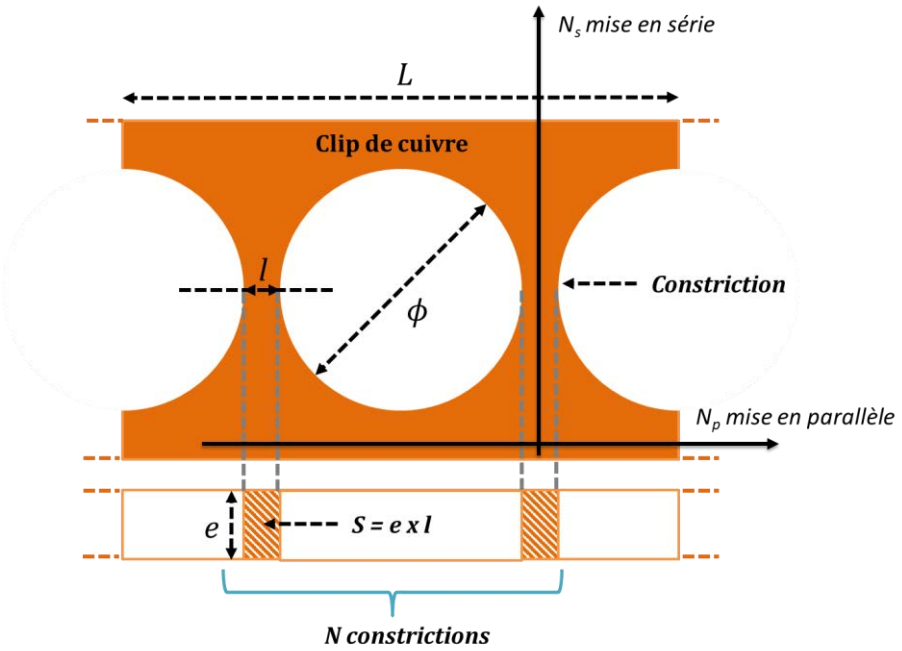


Fig. 3-51 Géométrie de N constrictions fusibles sur lame de cuivre amincie

Partant de l'expression du I^2T ci-dessous, il est possible d'exprimer la section S en fonction du nombre de constrictions N, en se basant sur une modélisation thermique en régime d'accumulation de chaleur de la constriction :

$$S \cong \frac{1}{N_p}.\left(\frac{\mu C_p}{\rho_{ref}\alpha I^2 Tp}\ln\frac{1+\alpha\left(\theta_{fusion}-\theta_{ref}\right)}{1+\alpha\left(\theta_{init}-\theta_{ref}\right)}\right)^{-\frac{1}{2}} \qquad \textit{Eq. 3-15}$$

De la même manière, la section géométrique peut s'exprimer par une relation simple :

$$\begin{cases} L = N(\phi + l) \\ S = e \times l \end{cases} \Longrightarrow S = e\left(\frac{L}{N} - \phi\right) \qquad \textit{Eq. 3-16}$$

En simplifiant encore la relation en ajoutant un facteur de forme géométrique f au diamètre de perçage tel que $\phi = f.e$, on obtient la relation suivante :

$$S = e\left(\frac{L}{N} - f.e\right) \qquad \textit{Eq. 3-17}$$

Le tracé de ces deux expressions en fonction du nombre de constrictions N met en évidence des points d'intersection entre les deux courbes. Ces intersections nous donnent des dimensionnements possibles respectant à la fois la géométrie imposée (largeur du clip) et la valeur d'I^2T. Pour une valeur d'I^2T de 7200A^2.s, un clip en cuivre de 12mm de large et d'épaisseur 650µm, on obtient la représentation graphique ci-dessous de la section de constriction utile en fonction du nombre de constrictions fusibles N.

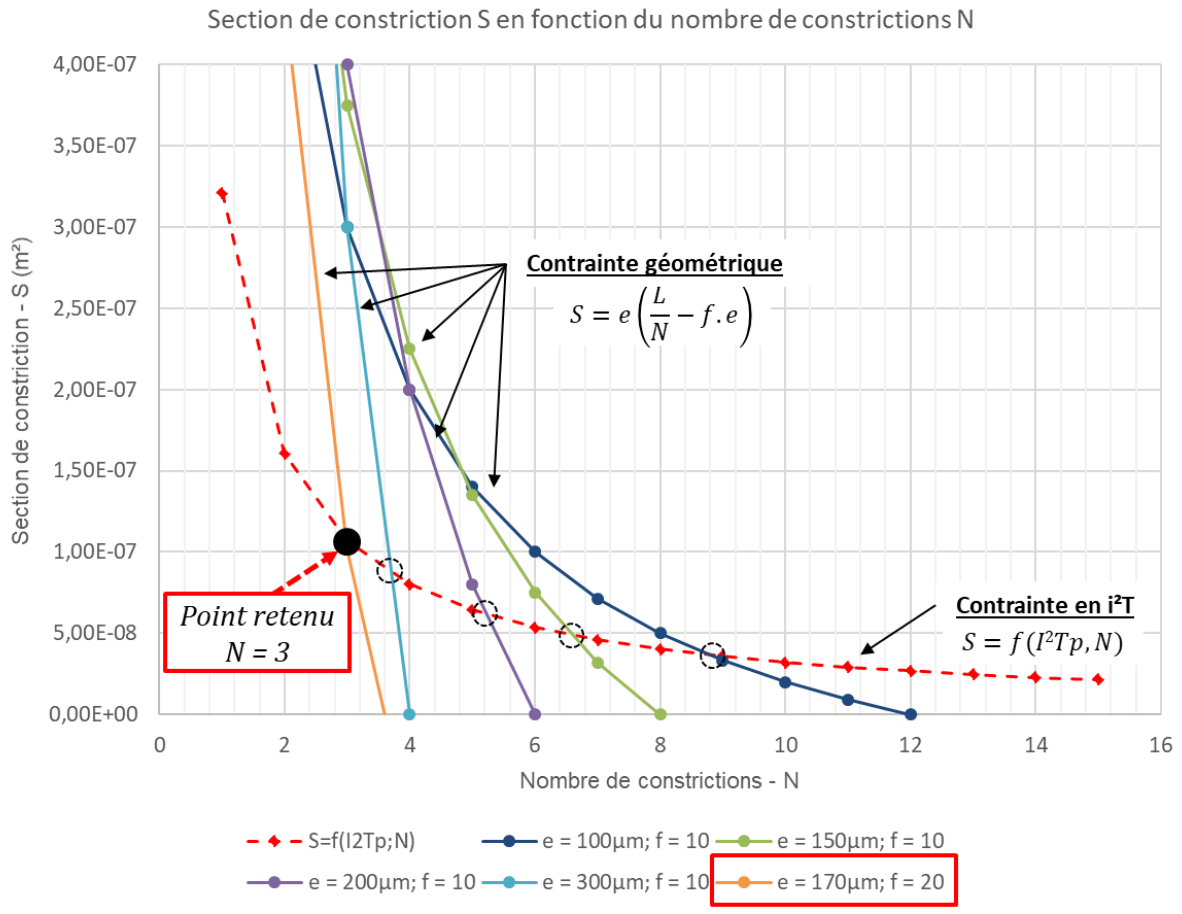


Fig. 3-52 Détermination du nombre de constrictions fusibles N pour un I^2T = 7200A^2.s et un courant nominal I=200A

3.2.4.1 Présentation du nouveau design

Tous les paramètres étant maintenant connus, le design ci-dessous a été réalisé sous COMSOL Multiphysics en prenant comme base le même modèle 3D utilisé pour les simulations précédentes. Les constrictions fusibles réalisées sur le clip de cuivre doivent « baigner » dans du sable sec. C'est pourquoi une cavité a été creusée dans la résine tout autour des constrictions, ce volume sera considéré comme ayant les propriétés thermiques du sable sec. Enfin, un couvercle de céramique d'environ 1mm d'épaisseur vient refermer la cavité renfermant le sable et les constrictions.

Une nouvelle rangée de constrictions fusibles a été rajoutée tout simplement pour assurer la tenue en tension et éviter tout claquage diélectrique. Une rangée simple pouvant tenir environ 150V à 250V, l'ajout de la seconde rangée permettrait d'atteindre les 300V à 500V. Ainsi, le design est plus représentatif d'une application concrète finale.

Module CT600DJH060 (DLB) Nouveau design

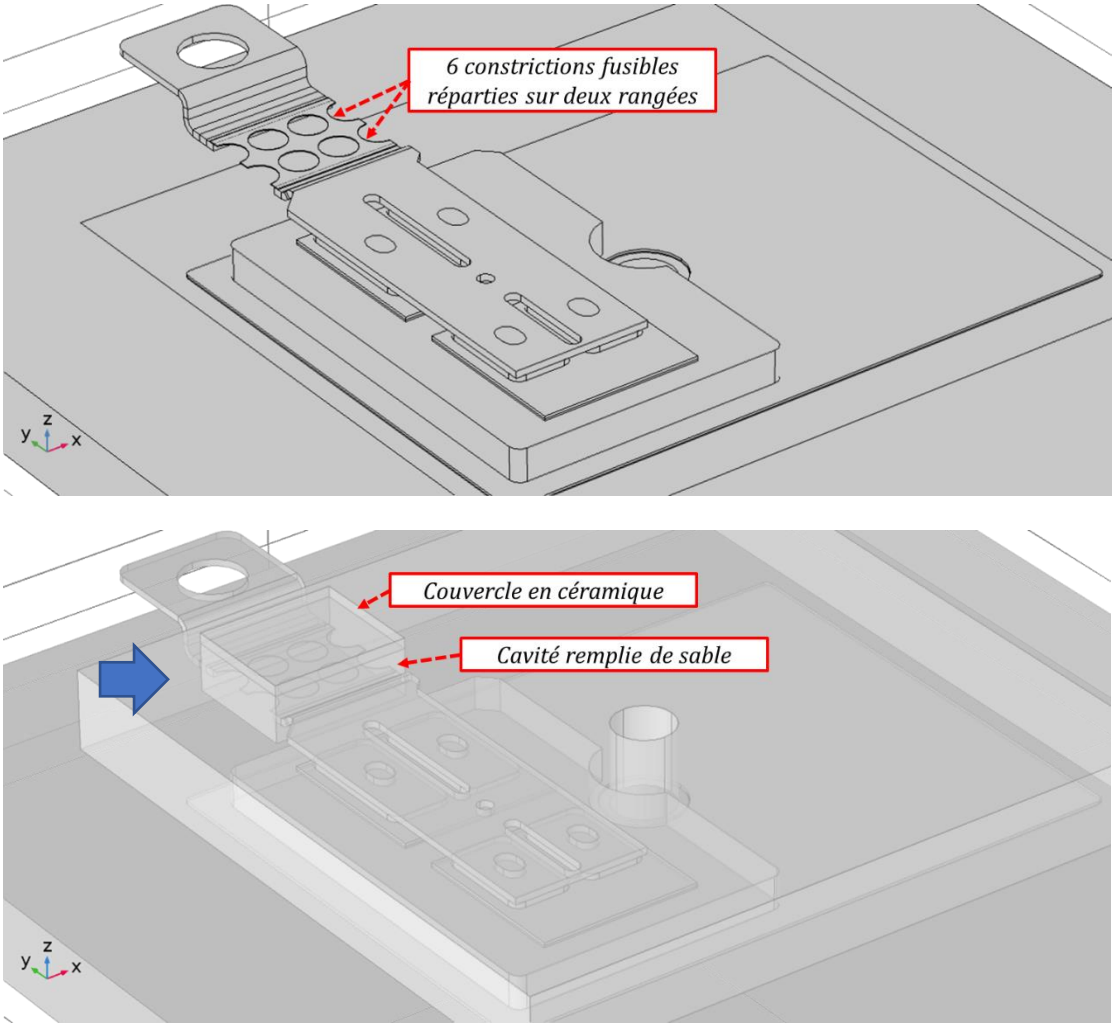


Fig. 3-53 Présentation du modèle 3D d'un module DLB re-designé avec des constrictions fusibles

3.2.4.2 **Simulations**

Des premières simulations électrothermiques ont permis d'évaluer l'échauffement de la zone de constrictions fusibles. En effet, les zones amincies sont potentiellement susceptibles de chauffer de manière intense, étant donné que les lignes de courant sont pincées à ces endroits.

Pour ces simulations, tous les paramètres sont restés identiques aux simulations électrothermiques du DLB, soit 200A pour 1V aux bornes de la puce IGBT donc une puissance dissipée de 200W.

Module CT600DJH060 (DLB) Nouveau design

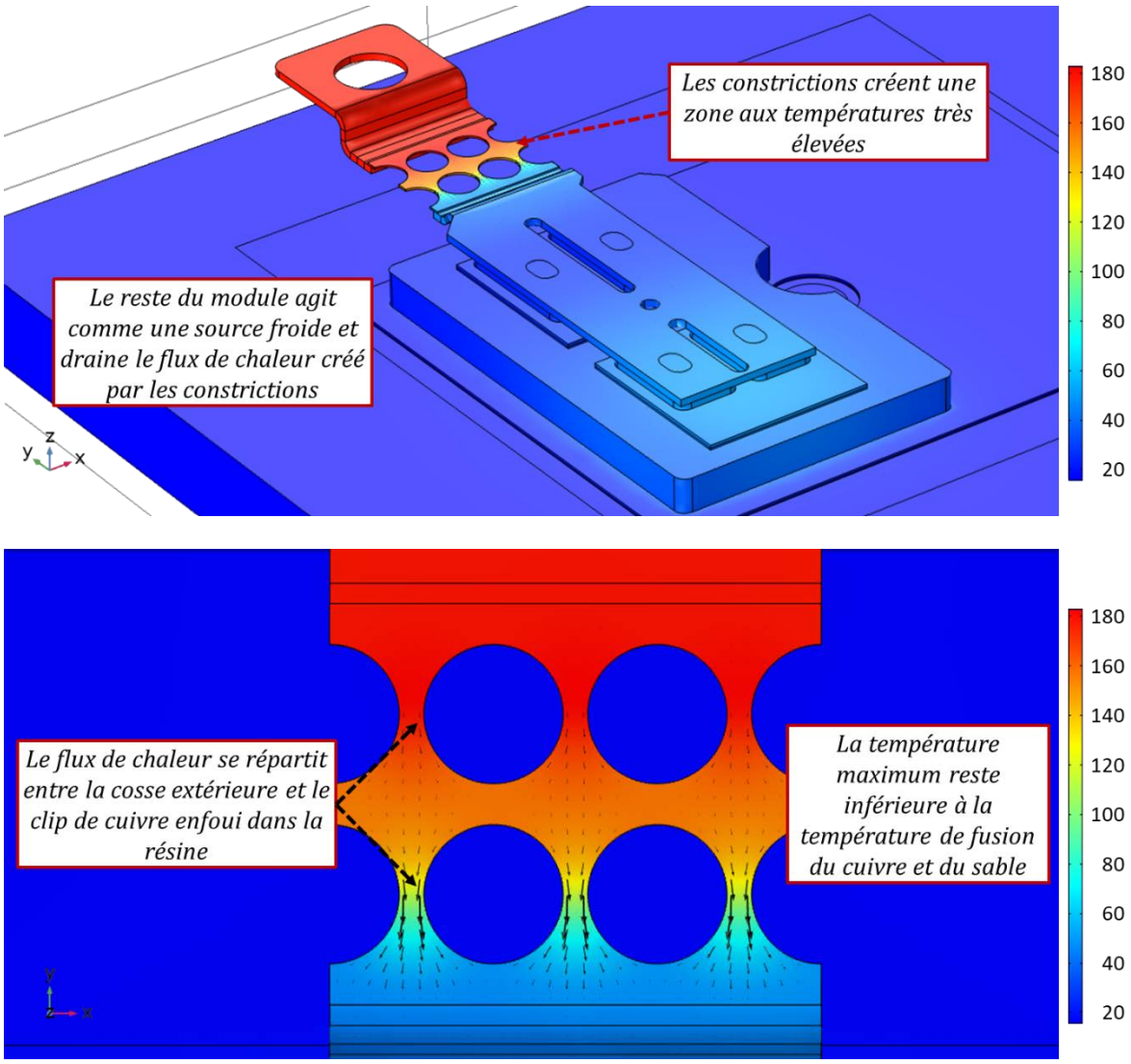


Fig. 3-54 Cartographie de la température au niveau des constrictions fusibles du nouveau design DLB pour 200W dissipés dans le volume de la puce IGBT

Comme on pouvait s'y attendre, la zone de constriction amène des températures élevées de 120°C à 150°C. La cosse terminale n'étant pas refroidie dans la modélisation, celle-ci est également à très haute température. Il est aussi possible de réduire cet échauffement en écartant les deux rangées de constrictions ou en épaississant celles-ci. Sans oublier que, d'une part le sable est ici modélisé comme un volume homogène et uniforme et que, d'autre part, dans un cas concret,

la cosse extérieure est censée être rattachée à un conducteur d'une température potentiellement inférieure et qui peut drainer cet important flux de chaleur.

Pour aller plus loin dans cette étude de nouveau design, une étude par simulation thermomécanique permettrait d'évaluer les contraintes de déformation potentielles susceptibles d'amener la rupture des constrictions.

3.3 Conclusion

Ce chapitre de la thèse analyse les performances thermiques statiques et dynamiques, puis électriques et électromagnétiques des deux technologies mises en œuvre.

En effet, le DLB est une nouvelle brique technologique dans la conception et la fabrication de modules de puissance et amène avec lui son lot d'avantages mais aussi d'inconvénients. Comme vu dans le chapitre précédent, ses performances en mode « fail-to-short » ne sont plus à prouver en comparaison du standard WB. Cependant, une nouvelle étude comparative entre ces deux types d'interconnexion était nécessaire, afin de mettre en lumière la plus-value associée à l'utilisation du DLB, dans un mode de fonctionnement classique.

Grâce à une plateforme expérimentale mise au point par nos soins et sur la base des travaux de Benoit Thollin, nous avons pu constater que les résistances thermiques étaient quasiment équivalentes. Ce premier constat n'est pas surprenant étant donné que l'assemblage entre la puce et la semelle thermique de cuivre est rigoureusement le même, si ce n'est que la puce est placée différemment en surface du dissipateur thermique. Quant à l'impédance thermique, les résultats à la fois expérimentaux et par simulation montrent que le DLB ne semble pas amener d'amélioration sur la caractéristique $Z_{th}(t)$. Toutefois le DLB permet de réaliser des composants à refroidissement double face, réduisant d'environ 40% la résistance thermique.

D'un côté, la résistance du DLB étant dix fois inférieure à celle des bondings, cela permet de diminuer les pertes dues à l'interconnexion, et notamment la chute de tension qui est un paramètre important pour des applications BT / fort-courant. De plus, le DLB homogénéise la répartition du courant au sein de l'interconnexion et de la puce, ce qui rend le composant plus robuste face aux surcharges en courant.

De l'autre, le module filaire voit son courant se répartir inéquitablement entre ses différents bondings qui, à l'inverse du DLB, jouent le rôle de sources de chaleur. Dès lors, il est compréhensible de retrouver dans le module DLB la même puce (en dimensions) pour un calibre en courant deux fois supérieur, le WB étant limitant de ce point de vue-là. On peut toutefois se demander s'il ne s'agit pas d'un déclassement en calibre des puces IGBT dans les modules de puissance WB. Le dernier point important est l'inductance parasite d'interconnexion supposée minimisée dans le cas du DLB. D'après nos simulations, elle se révèle être deux fois supérieure au WB mais de nouvelles simulations, plus poussées et prenant en compte la totalité de la maille, sont nécessaires pour conclure de manière définitive à ce sujet.

Au final, pour les composants de puissance, le DLB s'impose comme une évolution au WB sur le plan fonctionnel, ainsi que sur le plan de sa tenue aux régimes de surcharge et de court-circuit. Néanmoins, sa tendance à présenter un mode de défaut de type « fail-to-short » peut être un inconvénient d'un point de vue de la sécurité électrique. Nous avons donc imaginé un nouveau design du clip de cuivre comportant cette fois des constrictions de type fusibles, permettant la séparation du module en cas de défaut. Ces premiers résultats permettent, à titre indicatif, d'attester de la faisabilité du design d'un point de vue thermoélectrique, mais des simulations plus poussées et prenant en compte la nature granulaire du sable mériteraient d'être envisagées.

Enfin, le chapitre suivant, qui est aussi le dernier de ce mémoire, aura pour objectif la démonstration de la capacité d'endurance d'un module DLB préalablement détruit au cœur d'un onduleur six-bras alimentant une machine asynchrone à rotor bobiné ouvert.

Bibliographie - Chapitre 3

[1] M. A. Briere, « GaN based Power Devices », RPI CFES Conference, January 25, 2013, [En ligne].
http://www.rpi.edu/cfes/AnnualConference/B2%20Mike%20Briere.pdf

[2] Dr. M. März and P. Nance, « Thermal System modeling Application Note », Infineon Technologies AG, Munich, [En ligne], 2001.
https://www.
infineon.com/dgdl/Thermal+Modeling.pdf ?fileId=db3a30431441fb5d011472fd33c70aa3

[3] B. Thollin, « Outils et méthodologies de caractérisation électrothermique pour l'analyse des technologies d'interconnexion de l'électronique de puissance », G2ELab, LTN, IFSTTAR, Université de Grenoble, Grenoble, Thèse 2006.

[4] IEC Standard 60747-9 « Semiconductor Devices » - Discrete Devices, Part 9: Insulated-gate bipolar transistors (IGBTs), 2007.

[5] JESD51-1, Electronic Industries Association/JEDEC « Integrated Circuits Thermal Measurement Method - Electrical Test Method (Single Semiconductor Device) », Décembre, 1995.

[6] C. Buttay, « Cross section of a classical Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) », March 5, 2006, [En ligne].
https://commons.wikimedia.org/wiki/File:IGBT_cross_section.svg

[7] E. R. Motto, J. F. Donlon, « Transfer Molded IGBT Module for Electric Vehicle Propulsion », Powerex Inc. , Youngwood, USA, [En ligne], 2012.
http://www.pwrx.com/pwrx/
app/PWRX%20Transfer%20Molded%20GBT4EV%20Propulsion.pdf

[8] W. Habra, « Développement de modèles thermiques compacts en vue de la modélisation électrothermique des composants de puissance », Micro et nanotechnologies/Microélectronique, Université de Paul Sabatier - Toulouse III, 2007.

[9] J. C. Freeman, « Channel Temperature Model for Microwave AlGaN/GaN Power HEMTs on Sic and Sapphire », in Microwave Symposium Digest, MTT-S International, 2004.

[10] F. N. Masana, « A Closed Form Solution of Junction to Substrate: Thermal Resistance in Semiconductor Chips », IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS, PACKAGING, AND MANUFACTURING TECHNOLOGY-PART A, vol. 19, December 1996.

[11] Zhifeng Dou, « Sûreté de fonctionnement des convertisseurs. Nouvelles structures redondances pour onduleurs sécurisés à tolérance de pannes », ENSEEIHT, Université de Toulouse Paul-Sabatier, Toulouse, Thèse 2011.

Chapitre 4

STRATEGIES DE RECONFIGURATION BASEES SUR LE MODE DE DEFAUT "FAIL-TO-SHORT"

Lors de la conception d'un onduleur de puissance, si la fonction de tolérance à la panne doit être implémentée, il est alors crucial de bien connaître les modes de défaut des composants de puissance intégrés à l'architecture (circuit-ouvert ou court-circuit ?). En fonction de l'un ou de l'autre, les stratégies de sécurisation de la panne à adopter sont différentes. Faut-il isoler le défaut ou s'en servir pour poursuivre la mission, et pendant combien de temps ? C'est justement à ces questions que ce chapitre va essayer de répondre dans le cas de la technologie du DLB développée par Mitsubishi Electric.

Après avoir rappelé succinctement ce qu'est la fiabilité dans l'industrie automobile, plus particulièrement dans l'hybridation ou l'électrification de la propulsion automobile, nous en rappellerons les mécanismes connus au niveau de l'onduleur de puissance embarqué, puis les lois mathématiques permettant de modéliser la fiabilité d'un élément, pour en réaliser la prédiction de manière probabiliste.

Par la suite, nous détaillerons différentes architectures à tolérance de panne et nous les comparerons sur divers critères (nombre d'éléments actifs/passifs, puissance disponible en mode dégradé, courant post-défaut, etc.). En parallèle, nous essaierons d'indiquer quelle est la technologie d'interconnexion (WB ou DLB) qui, alliée au bon encapsulant, se prête le mieux au mode de défaut « voulu » pour telle ou telle topologie.

Enfin, nous terminerons ce chapitre et ce mémoire sur un essai en conditions réelles. Un module DLB, préalablement détruit, a été monté sur un onduleur six-bras alimentant une machine asynchrone à rotor bobiné, dont la stratégie à tolérance de panne adoptée ici est basée sur le principe du 6 phases vers 3 phases, comme décrit plus loin. Ainsi, le module DLB, dont le mode de défaillance a été caractérisé auparavant, a été testé dans cette configuration pendant plus d'une centaine d'heures, afin d'en éprouver une nouvelle fois sa robustesse tout en mettant à nouveau en évidence le phénomène de reformage métallique.

4.1 Aspects sécuritaires dans les véhicules hybrides et électriques

Alors que dans un véhicule thermique, l'unique circuit électrique est alimenté par des niveaux de tension s'échelonnant entre 12V et 14V, comme vu précédemment, les voitures hybrides déjà disponibles sur le marché disposent de plusieurs niveaux de tensions, allant de 12V à 650V en continu.

Partant de ce constat, des réglementations inédites d'aspect sécuritaires ont vu le jour, dont la plus connue est l'ISO 6469. Cette norme internationale est divisée en trois parties distinctes :

- Partie 1 - Système de stockage d'énergie rechargeable (RESS) à bord du véhicule : Les exigences des RESS embarqués des véhicules routiers électriques, dont les véhicules à batterie (BEV), les véhicules à pile à combustible (FCV) et les véhicules hybrides (HEV) ; le souci étant la protection des personnes à l'intérieur et à l'extérieur du véhicule, ainsi que la protection de l'environnement du véhicule [1] ;

- Partie 2 - Mesures de sécurité fonctionnelle et de protection contre les défaillances du véhicule : Les exigences des mesures de sécurité fonctionnelle et les exigences de protection contre les défaillances relatives aux dangers spécifiques aux véhicules routiers électriques dont les BEV, les FCV et les HEV [2] ;

- Partie 3 - Protection des personnes contre les chocs électriques : Elle spécifie les exigences relatives aux systèmes de propulsion électriques et, le cas échéant, aux systèmes électriques auxiliaires raccordés galvaniquement, des véhicules routiers électriques, pour la protection des personnes à l'intérieur et à l'extérieur du véhicule contre un choc électrique [3].

Ces nouveaux modes de transport amènent de nouvelles exigences, liées à la sécurité et la fiabilité des équipements embarqués sur toute la durée d'usage, tout particulièrement sur les constituants de l'électronique de puissance. En effet, les niveaux de densité de puissance demandés aux applications embarquées en propulsion automobile, les faibles volumes sous capot disponibles, les températures extrêmes, l'humidité, les vibrations, les chocs mécaniques, l'étanchéité, la capacité de refroidissement des équipements électriques, etc. sont autant de contraintes à prendre à compte. La connaissance des modes de défaillance des constituants est aussi une activité importante pour concevoir les éléments de protection, alarmes ou plus en amont, les techniques de surveillance et/ou de diagnostic agissant en prévention. Cette dernière approche est toutefois encore peu développée sur l'électronique de puissance des véhicules pour des questions d'intrusivité et de coût.

4.2 Fiabilité et mécanismes de défaillance

4.2.1 Les différents types de défaut dans un groupe de convertisseur d'énergie

Brique élémentaire de tout convertisseur statique d'énergie, la cellule de commutation ou bras d'onduleur est composée de deux interrupteurs semi-conducteurs bidirectionnels en courant (dans notre cas deux IGBT avec leur diode connectée en antiparallèle), de leur driver (commande) les pilotant de manière complémentaire, et d'une charge.

Du point de vue de l'onduleur de puissance, on peut distinguer deux catégories de défaillance : les défaillances internes à l'onduleur et celles externes à l'onduleur. On considère ici un système classique d'onduleur trois-bras alimentant une machine électrique triphasée.

Les défaillances internes :

- Semi-conducteur → court-circuit, claquage sur surtension, emballement thermique amenant le court-circuit du bras puis de l'alimentation et partiellement du moteur ;
- Semi-conducteur → interrupteur ouvert par défaut du driver ou décollement des pieds de WB ;
- Ou l'ouverture du bras amenant une conduction intermittente par les diodes ;
- Ouverture du condensateur de filtrage par vieillissement ou destruction de son interconnexion ;
- Court-circuit du condensateur de filtrage par le diélectrique.

A titre d'exemple, le vieillissement et la fatigue des composants sont un des mécanismes naturels de défaillance du module. Il s'explique par le principe physique appelé « déformation bilame ». Ce phénomène est impossible à éviter à partir du moment où deux couches possédant des propriétés thermomécaniques différentes sont en contact (coefficient de dilatation thermique α_i) [4].

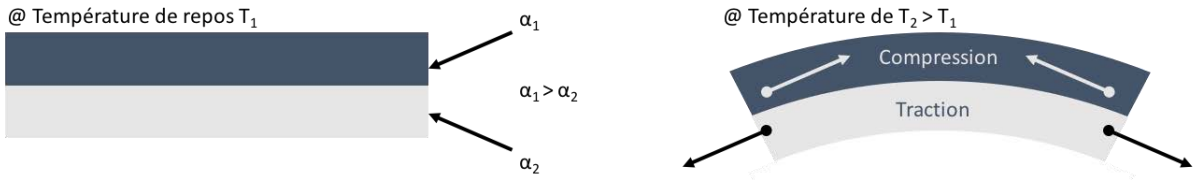


Fig. 4-1 Phénomène du bilame suite à l'assemblage de deux matériaux aux propriétés différentes [5]

Les défaillances externes :

- Court-circuit d'une, de deux ou de trois phases de la machine électrique sur claquage interne de l'isolation moteur ;
- Ouverture d'une phase de la machine électrique ;
- Défaillances des capteurs (courants, position, vitesse, etc.) et de l'électronique ;
- Défaillance de la commande issue de l'ECU ;
- Défaillance d'un convertisseur auxiliaire (ex : convertisseur 12V DC/48V DC en amont de l'onduleur) ;
- Défaillance de la source d'énergie (batteries, supercondensateurs, etc.) : défaut d'isolement (diélectrique), claquage, emballement, etc.

Dans le milieu de l'industrie automobile, et plus particulièrement dans le domaine de l'hybridation 48V, les ingénieurs doivent composer avec une contrainte supplémentaire. En effet, quand il s'agit de dimensionner les éventuels éléments de protection du système de conversion d'énergie embarqué, la BT ajoutée aux longs câbles électriques de faible section (inductifs et donc résistifs), amène à des niveaux de courant de court-circuit si faibles qu'il devient difficile voire impossible de se reposer sur l'emploi de fusibles standards ou même des fils de bonding.

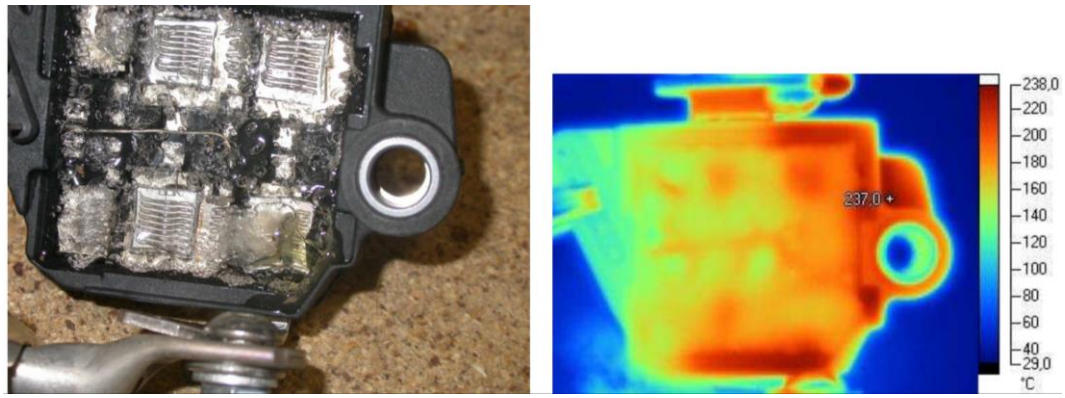


Fig. 4-2 Exemple d'un module WB VALEO en court-circuit (0,9V et 90A continu)

Mis à part l'ajout d'un disjoncteur de type continu relativement cher et encombrant, une autre alternative serait envisageable. La société suédoise Autoliv fabrique des équipements de sécurité passive (ceintures de sécurité) et de sécurité active (airbags) pour l'automobile. A ce titre, elle produit depuis plus d'une dizaine d'années des interrupteurs/sectionneurs pyrotechniques dénommés « Pyroswitch ». Ces dispositifs de sécurité sont capables de déconnecter l'alternateur ou le démarreur de la batterie DC en cas d'accident et ce, en moins de 0,2ms [6].



Fig. 4-3 Photographie et schéma d'un Pyroswitch PSS2 (Pyrotechnic Safety Switch) [6]

Sous l'impulsion d'un signal de commande envoyé par l'ECU suite à la détection du choc du véhicule (généralement via un accéléromètre), le Pyroswitch se déclenche et la lame déplacée par l'explosion vient sectionner la lame interne du busbar.

4.2.2 Taux de défaillance et fiabilité

D'une manière générale, la fiabilité au sens de l'AFNOR (Association Française de Normalisation) est définie ainsi : « La fiabilité est la caractéristique d'un dispositif exprimée par la probabilité que ce dispositif accomplisse une mission requise dans des conditions d'utilisation et pour une durée d'utilisation déterminées ». Ce critère, associé à d'autres notions comme la disponibilité, la maintenabilité, la sécurité et la sûreté de fonctionnement (ou fiabilité globale comme le définissent les anglo-saxons), est maintenant devenu prépondérant dans l'industrie automobile et reste un leitmotiv pour tout équipement embarqué [7].

NB : Les définitions et expressions qui suivent dans cette partie sont issues du document référencé en fin de chapitre [8].

La « mortalité » instantanée $F(t)$ peut s'exprimer par le rapport du nombre de composants ou d'équipements toujours en fonction à l'instant t ($N_{t_j \leq t}$) sur le nombre initial de composants ou d'équipements à t_0 (N_{t_0}), soit :

$$F(t) = \frac{N_{t_j \leq t}}{N_{t_0}} \qquad \textit{Eq. 4-1}$$

Cette fonction représente la probabilité qu'un élément choisi au hasard soit défaillant avant l'instant *t*. Vient naturellement la fonction complémentaire, plus optimiste, appelée « fiabilité » ou « survie », notée ici *R(t)* :

$$R(t) = 1 - F(t) \qquad \textit{Eq. 4-2}$$

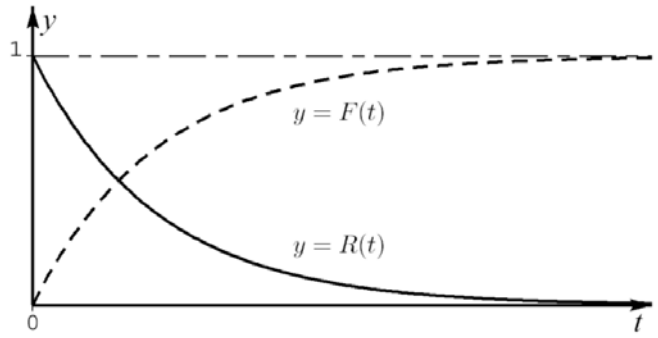


Fig. 4-4 Représentation graphique des fonctions associées F et R [8]

On définit alors, la densité de défaillance à l'instant t comme étant le taux de variation de la fonction *F(t)* par :

$$f(t) = \frac{F(t + \Delta t) - F(t)}{\Delta t} = \frac{\Delta F}{\Delta t} \qquad \textit{Eq. 4-3}$$

Ou encore à l'aide de la fonction de fiabilité *R(t)* :

$$f(t) = -\frac{R(t + \Delta t) - R(t)}{\Delta t} = -\frac{\Delta R}{\Delta t} \qquad \textit{Eq. 4-4}$$

Si on pose $n(t)$ le nombre de défaillances cumulées à l'instant t, on obtient la relation suivante :

$$F(t) = \frac{n(t)}{N} \qquad \textit{Eq. 4-5}$$

Donc :

$$f(t) = \frac{n(t+\Delta t) - n(t)}{N.\Delta t} = \frac{\Delta n}{N.\Delta t} \qquad \textit{Eq. 4-6}$$

Vient ensuite, le taux de défaillance noté $\lambda(t)$, cette fonction est définie sur $\mathbb{R}$ par :

$$\lambda(t) = \lim_{\Delta t \to 0} -\frac{1}{R(t)} \times \frac{R(t+\Delta t) - R(t)}{\Delta t} \qquad \textit{Eq. 4-7}$$

Concrètement, la probabilité qu'une défaillance se produise sur un intervalle $[t; t+\Delta t]$, sachant que le composant était sain jusqu'à présent, l'expression devient :

$$\lambda(t) = -\frac{R'(t)}{R(t)} = \frac{F'(t)}{R(t)} = \frac{f(t)}{R(t)} = -\frac{1}{R(t)} \times \frac{R(t+\Delta t) - R(t)}{\Delta t} \qquad \textit{Eq. 4-8}$$

En reprenant, les équation Eq. 4-2, Eq. 4-5 et Eq. 4-6, nous obtenons :

$$\lambda(t) = \frac{n(t+\Delta t) - n(t)}{\big(N - n(t)\big).\Delta t} = \frac{\Delta n}{\big(N - n(t)\big).\Delta t} \qquad \textit{Eq. 4-9}$$

Avec :

- $\lambda\,(t)$: le taux de défaillance à l'instant t ;
- $f\,(t)$: la densité de défaillance à l'instant t ;
- $F\,(t)$: la loi de défaillance (ou fiabilité complémentaire) du composant à l'instant t ;
- $F'(t)$: la dérivée temporelle de $F(t)$;
- $R\,(t)$: la loi de fiabilité du composant à l'instant t ;
- $R'(t)$: la dérivée temporelle de $R(t)$.

Ce qui nous amène à résoudre une équation différentielle de premier ordre :

$$\lambda.R(t) + R'(t) = 0 \qquad \textit{Eq. 4-10}$$

En résultent les expressions de *R(t)* et de *F(t)* pour λ une constante :

$$\begin{cases} R(t) = e^{-\lambda t} \\ F(t) = 1 - e^{-\lambda t} \end{cases} \qquad \textit{Eq. 4-11}$$

En considérant un taux de défaillance constant λ, il est possible d'estimer le temps moyen entre l'apparition de deux défaillances (ou MTBF) par intégration de la loi de fiabilité exponentielle :

$$R(t) = e^{-\lambda t} \Longrightarrow MTBF = \int_0^{\infty} R(t) = \frac{1}{\lambda} \qquad \textit{Eq. 4-12}$$

Ceci représente en fait la durée de vie moyenne du système.

Parmi les lois de probabilité utilisées en fiabilité, on distingue deux catégories :

- Les lois discrètes, telles que la loi Uniforme, la loi de Bernoulli, la loi de Poisson, etc. ;
- Les lois continues, comme la loi de Cauchy, la loi de Fischer ou encore la loi de Weibull.

C'est d'ailleurs de cette loi de Weibull dont nous allons discuter dans les lignes suivantes. En effet, celle-ci peut modéliser des données asymétriques vers la droite, vers la gauche ou symétriques. Ainsi, cette loi permet d'évaluer la fiabilité d'un produit dans diverses applications, notamment dans le cas de tubes électroniques, de condensateurs, de roulements à billes, de relais et de la résistance de matériaux. Elle peut également modéliser une fonction de risque décroissante, croissante ou constante, ce qui permet ainsi de décrire toutes les phases de la durée de vie d'un produit et en particulier son vieillissement.

La loi de Weibull balaie toute une famille de lois, tout comme la loi exponentielle ou encore la loi normale (respectivement $\beta = 1$ et $\beta = 3$).

La nouvelle fonction de fiabilité ici s'exprime par :

$$R(t) = e^{-\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta}} \qquad \textit{Eq. 4-13}$$

Et le taux instantané de fiabilité devient :

$$\lambda(t) = \frac{\beta}{\eta}\left(\frac{t-\gamma}{\eta}\right)^{\beta-1} \qquad \textit{Eq. 4-14}$$

Avec :

- γ : le paramètre de position sur $]-\infty;\ +\infty[$;
- η : le paramètre d'échelle ou de centrage, représentant la moyenne ($\eta > 0$) ;
- β : le paramètre de forme ($\beta > 0$).

Exemple de représentation et de modélisation par loi de Weibull généralisée, et influence du paramètre β :

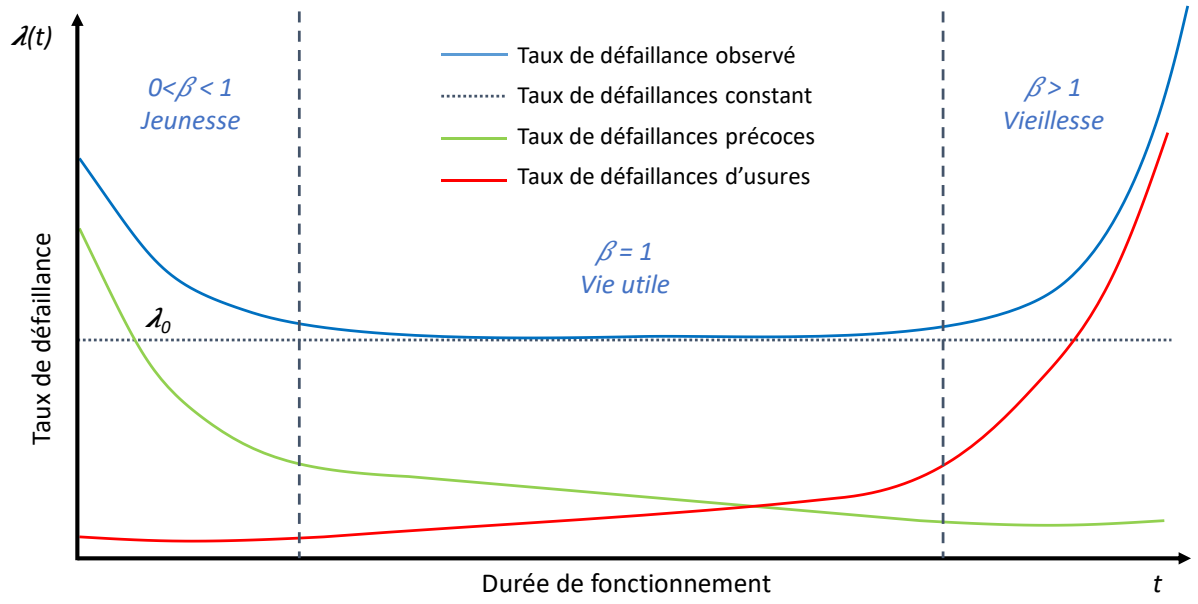


Fig. 4-5 Graphique en « baignoire » de la durée de fonctionnement d'un composant [7]

De plus, une valeur de β comprise entre 1,5 et 2,5 traduit un phénomène de fatigue alors qu'entre 3 et 4 on parlera d'usure.

En ce qui concerne le paramètre γ :

- Si $\gamma < 0$, alors une défaillance est probablement déjà présente avant la mise en route du dispositif ;
- Si $\gamma = 0$, alors une probabilité de défaillance sera présente à la mise en service ;
- Enfin si $\gamma > 0$, alors la probabilité qu'une défaillance survienne dans les premiers instants d'utilisation du composant est nulle.

Avec $\gamma = 0$, l'équation devient :

$$\lambda(t) = \frac{\beta . t^{\beta-1}}{\eta^{\beta}} \qquad \textit{Eq. 4-15}$$

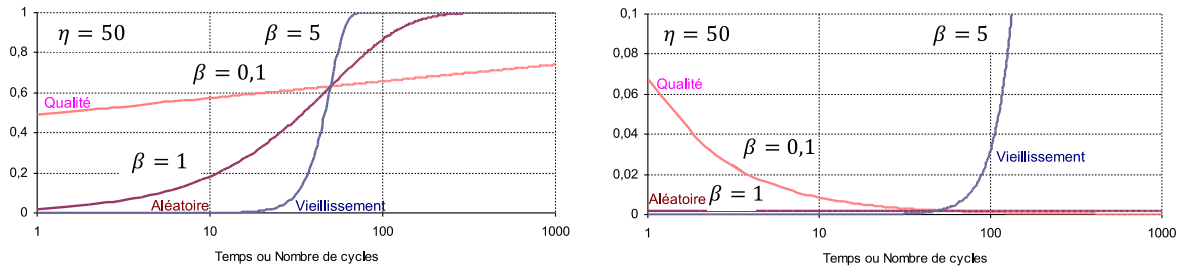


Fig. 4-6 Exemple de représentation graphique d'une fonction de mortalité F (a) et de sa fonction de défaillance λ (b)

Grâce à cette formulation particulière qui, représentée graphiquement prend la forme d'une « baignoire », on peut distinguer trois grandes catégories de causes de non-fiabilité :

- Les défaillances de jeunesse, principalement liées à des défauts de qualité, des erreurs de process de la fabrication, le transport ou la mise en service du composant. L'exposant de la loi de Weibull est proche de zéro. Le taux de défaillance décroît avec le temps ;

- Les défaillances durant la vie utile, correspondant à un usage nominal. Cette transition entre un taux décroissant et un taux croissant se traduit par une zone quasi-plate mettant en jeu une superposition de mécanismes liés à la fois à des défauts de qualité aléatoirement distribués et activés à faible énergie combinés à des précurseurs de vieillissements par accumulation. Le taux est bien souvent considéré comme constant dans cette plage, indépendant du temps d'utilisation du composant (e.g. les rayonnements cosmiques pouvant entraîner un phénomène d'avalanche et une rupture dans le volume du composant) ;

- Les défaillances de fin de vie ou d'usure, par accumulation d'endommagement. Le taux augmente avec le temps d'utilisation sous contrainte du composant (ex : la corrosion et l'accumulation d'énergie de déformation visco-plastique par cycles thermiques). L'exposant de la loi de Weibull est de plusieurs unités. Dans ce régime, la loi de Weibull est souvent remplacée par une loi de fatigue ou loi de cyclage de type Cofin-Manson, formulée en Nc = k/contrainte$^{\gamma}$. L'exposant γ est de l'ordre de 5 à 9 pour du vieillissement fragile (ex : chocs thermique sur puce silicium) et de l'ordre de 3 à 5 sur du vieillissement plastique (ex : déformation visco-plastique et fluage des brasures de

l'assemblage). Une loi d'Arrhenius permet de prendre en compte l'effet de la température.

Cependant, dans le domaine de l'automobile, il est très complexe voire quasiment impossible de réaliser rigoureusement de telles campagnes de test en fiabilité, étant donné les cadences et volumes de production. En effet, la durée fonctionnelle de vie minimum d'un composant d'électronique de puissance dans ce domaine doit être d'environ 7.000 heures cumulées sur une quinzaine d'années (50.000 heures cumulées en avionique et 150.000 heures cumulées en ferroviaire). Ainsi, pour un taux de fiabilité inférieur à 10^{-9}/h, cela nécessiterait de réaliser le même test sur 100.000 composants en simultané, et ce, pendant 10.000 heures consécutives (plus d'une année !) pour obtenir une bonne estimation du temps moyen jusqu'au défaut (MTTF). Bien que disponibles dans les recueils (MIL-HDK-RDF, FIDES), les données sont délicates à utiliser, difficile à justifier et ont un domaine de validité mal connu. La description des modèles est nettement mieux établie en régime de vieillissement par des modèles physiques d'endommagement des composants. La pratique de campagnes de vieillissement accéléré du composant est obtenue à moindre coût (financier et horaire) puis soigneusement extrapolé en régime nominal.

4.3 Topologies sécurisées à tolérance de panne autour du mode de défaillance du module de puissance

La topologie double triphasée, soit deux fois trois-bras d'onduleur, employée principalement ici pour réduire les contraintes sur les interrupteurs de puissance, ouvre des possibilités intéressantes pour assurer des fonctionnalités (même limitées) en cas de défaillance au sein de l'onduleur. Cette architecture repose sur deux niveaux de redondance : machine et onduleur. Elle combine ainsi deux onduleurs qui alimentent deux stators électriquement indépendants (machine dite « double-étoile »). De par la conception de la machine, elle présente une redondance intrinsèque, à condition toutefois de configurer l'onduleur de manière à ce que le couple résistant ou pulsatoire en court-circuit soit suffisamment atténué pour permettre la continuité de fonctionnement sur les trois bras restants, au prix d'une forte pénalité en puissance de 50% [9].

Pour améliorer ce mode de repli et atteindre 5/6 de la puissance nominale, on peut imaginer isoler le bras défaillant (parmi les six) et faire fonctionner la machine avec les cinq autres bras restants. Cela permettrait ainsi d'augmenter fortement les performances du système défaillant. Cette approche nécessite une modification topologique qu'il conviendra d'étudier, de comparer et d'adapter au cahier des charges de l'i-BSG (bobinages ouverts dits 6 bornes ou points neutres accessibles pour une reconfiguration en diphasé d'un bobinage) [10].

Ces solutions reposent toutes sur la capacité à isoler le défaut, c'est-à-dire déconnecter électriquement le bras d'onduleur défaillant dans son ensemble pour continuer à fonctionner sans lui. Une manière de déconnecter ce bras est d'exploiter les propriétés intrinsèques des connexions (fils de bonding) des deux puces MOSFET comme un fusible (« lift-off »), d'ouvrir volontairement ce fusible par un crowbar externe ou d'employer l'effet « crowbar » naturel en mode de défaut de ce bras [11].

L'usage de plusieurs puces directement câblées en parallèle rend très complexe leur déconnexion sélective en situation de défaut individuel. C'est une autre voie de recherche non traitée dans ce sujet de thèse. La dissociation des puces sous forme de cellules de commutation en parallèle avec inductances de liaison revient à une architecture segmentée de bras d'onduleur plus simple et plus sélectif dans l'opération d'isolement.

Pour accéder à un mode secours à puissance nominale, un n+1 n^{e} bras d'onduleur en redondance passive doit être ajouté. En plus de la problématique d'isolement du bras défaillant décrite précédemment, apparait ici le problème de la connexion de ce bras additionnel. En effet, elle doit être réalisée le plus simplement possible pour éviter une défiabilisation, et avec le minimum de pertes supplémentaires en mode secours. La référence [11] présente une architecture originale et épurée à connexion par diodes exploitant le mode de défaillance en court-circuit des puces. En l'état, cette solution ne semble pas viable pour l'application i-BSG en raison des pertes dans les diodes. Néanmoins celle-ci devra être revisitée et adaptée à la lumière des contraintes spécifiques BT / fort-courant, en cherchant à remplacer les diodes par des redresseurs synchrones à MOSFET auto-commandés et auto-alimentés en conduction inverse (ex : Smart Bypass Diode - Texas Instrument développé pour les panneaux solaires), tel que cela est d'ailleurs partiellement pratiqué par VALEO sur des convertisseurs DC/DC pour des fonctions mono-switch de sécurité.

Le design d'un convertisseur sécurisé requiert nécessairement une adéquation entre le choix de la topologie (série, parallèle ou différentielle) et le mode de défaillance du module de

puissance (court-circuit ou circuit-ouvert). Quelques exemples de topologies simples mais génériques d'onduleurs à tolérance de panne, adaptées aux domaines d'applications critiques de technologies embarquées ou de haute-puissance, sont détaillés ici. L'approche qui suit précise l'utilisation de modules de puissance en WB (avec résine ou gel) et en DLB, en fonction du comportement en défaillance requis. En outre, pour chaque solution, les auteurs étudient le comportement d'interrupteurs actif et passif (AS ou Active Switch, PS ou Passive Switch), les éléments auxiliaires, le courant post-défaillance mesuré, la puissance post-défaillance mesurée (P_{pf}) et la puissance fluctuante post-défaillance ($P_{\sim}$).

4.3.1 Onduleurs six-phases avec redondance active et reconfiguration structurelle

Historiquement dédiée à la haute-puissance pour réduire le calibre en courant des interrupteurs et rendre plus modulaire le système, cette solution est aujourd'hui utilisée dans des applications embarquées BT et de puissance intermédiaire, comme c'est le cas dans l'industrie automobile (véhicules hybrides et électriques). Les concepteurs démultiplient le nombre de bras dans un onduleur (quatre, cinq ou six) afin d'éviter les interruptions de puissance en parallèle dans une même cellule de commutation. Cette redondance offre des degrés de liberté supplémentaires et une meilleure maîtrise des échanges thermiques, tout en permettant, grâce aux propriétés du multi-phasage, de repenser l'onduleur pour créer un système tolérant à la panne.

4.3.1.1 Topologie d'onduleurs de six à cinq bras

La première topologie présentée est un onduleur à six bras, alimentant une machine hexaphasée avec un déphasage électrique de 60° (Fig. 4-7) ou une machine électrique à double enroulement statorique. Lorsqu'une défaillance survient, le bras concerné doit être isolé de la source de puissance et la stratégie de contrôle est reconfigurée pour permettre le fonctionnement avec les cinq bras restants. Dans ce cas, il existe trois options [13] :

- Pas de reconfiguration, (cf. Fig. 4-7 (a)) : le courant post-défaillance vaut le courant nominal : $\underline{I_n}' = \underline{I_n}$ donc $P_{pf} = 5/6 P_n$ mais une puissance fluctuante est créée $P_{\sim} = 1/6\ P_n$;

- Pas de reconfiguration, maintien de la puissance moyenne (cf. Fig. 4-7 (b)) : la puissance post-défaillance vaut la puissance mesurée $P_{pf} = P_n$ donc $\underline{I_n}' = 1{,}2\ \underline{I_n}$ et la puissance fluctuante créée est aussi 1,2 fois supérieure ;

- Reconfiguration des déphasages avec maintien de la puissance moyenne, (cf. Fig. 4-7 (c)) : la puissance post-défaillance vaut la puissance mesurée $P_{pf} = P_n$ et $P_{\sim} = 0$. La théorie des composantes symétriques de Fortescue permet de mettre à jour trois possibilités :
  - Cas 1 : $|\underline{I_n}'| = 1{,}27\ |\underline{I_n}|$ avec le neutre externe connecté au point milieu de l'étoile (Fig. 4-7 (a)). Cependant, un courant neutre de $|\underline{I_N}| = 2{,}2\ |\underline{I_n}|$ est créé ;
  - Cas 2 : Sans neutre externe $|\underline{I_n}'| = 1{,}3\ |\underline{I_n}|$ dans la machine hexaphasée (Fig. 4-7 (b)) ;
  - Cas 3 : $|\underline{I_n}'| = 1{,}44\ |\underline{I_n}|$ sans neutre externe dans une machine double triphasée avec point neutre connecté en interne (Fig. 4-7 (c)).

Les cas 2 et 3 sont intéressants car ils s'affranchissent de la présence d'une liaison de neutre. La pénalité en courant de phase est de 30% à 44% si la puissance moyenne doit être maintenue.

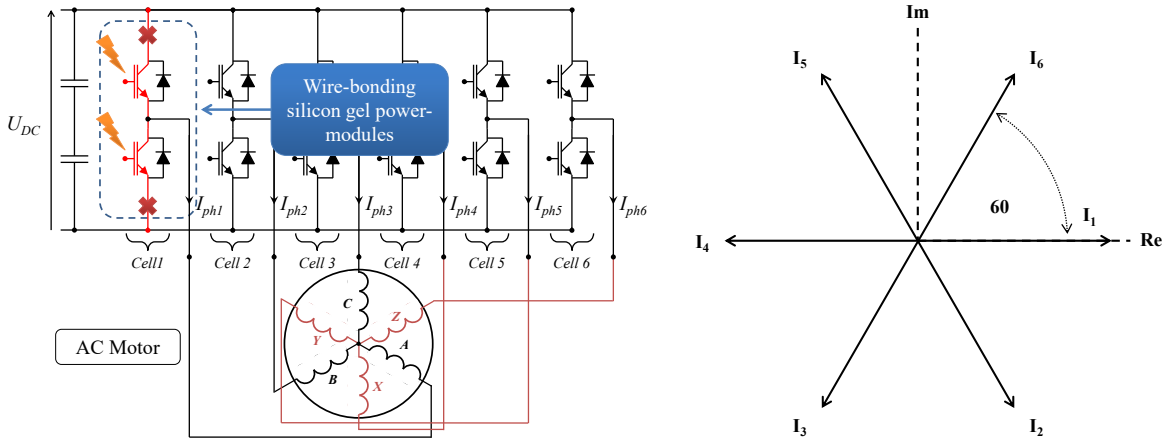
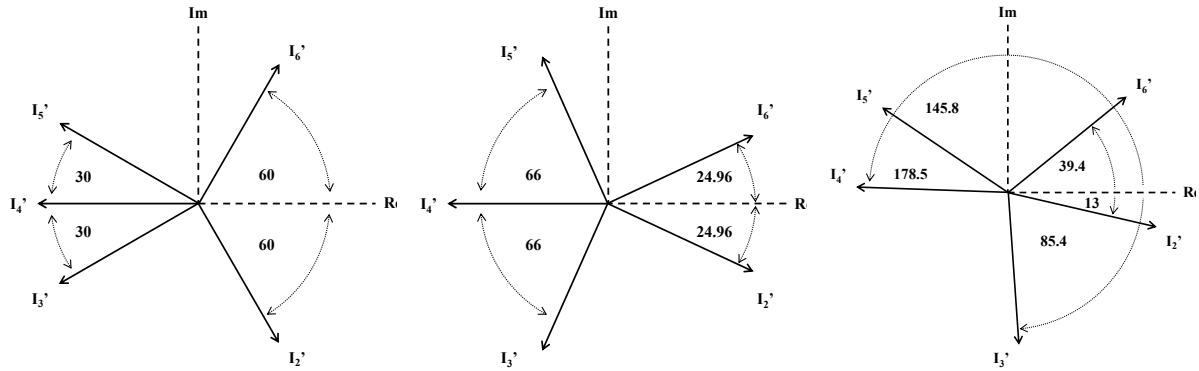


Fig. 4-7 Isolation d'un bras défaillant en utilisant l'effet fusible dans un onduleur six-bras alimentant une machine hexaphasée



$I_1' = 0$
$I_2' = 1{,}27\, I \cos(\theta - \pi/3)$
$I_3' = 1{,}27\, I \cos(\theta - 5\pi/6)$
$I_4' = 1{,}27\, I \cos(\theta - \pi)$
$I_5' = 1{,}27\, I \cos(\theta + 5\pi/6)$
$I_6' = 1{,}27\, I \cos(\theta + \pi/3)$

(a)

$I_1' = 0$
$I_2' = 1{,}3 I \cos(\theta - 24{,}96°)$
$I_3' = 1{,}3\, I \cos(\theta - 114°)$
$I_4' = 1{,}3\, I \cos(\theta + \pi)$
$I_5' = 1{,}3\, I \cos(\theta + 114°)$
$I_6' = 1{,}3\, I \cos(\theta + 24.96°)$

(b)

$I_1' = 0$
$I_2' = 1{,}3 I \cos(\theta - 13°)$
$I_3' = 1{,}3\, I \cos(\theta - 85{,}4°)$
$I_4' = 1{,}3\, I \cos(\theta + 178{,}5)$
$I_5' = 1{,}3\, I \cos(\theta + 145{,}8°)$
$I_6' = 1{,}3\, I \cos(\theta + 39{,}4°)$

(c)

Fig. 4-8 Trois reconfigurations possibles, dans une topologie de six à cinq bras, avec (a) ou sans (b) neutre externe dans une machine hexaphasée ou sans neutre externe dans une machine triphasée à double enroulement (double-étoile) (c) avec point neutre connecté en interne

Dans ce cas, le type de mode de défaillance de l'interrupteur requis est le circuit-ouvert. Le meilleur choix se porte sur un module de puissance de type WB avec gel silicone, afin de bénéficier de l'effet fusible naturel du WB ou par intégration des fusibles à action rapide [11]. Pour le WB, la quantité d'énergie et de I^2T dissipée par le module de puissance doit être suffisamment élevée pour permettre au bonding de fondre au centre (court-circuit « franc ») ou de se décoller (surintensité prolongée) tout en restant inférieure à l'énergie d'explosion du module, ce qui implique un dimensionnement spécifique du filtre ou un ajout de fusibles en série. Cette première topologie utilise le principe de redondance interne structurelle et ne requiert donc pas de modules ou de relais de puissance supplémentaires, ce qui en fait son principal avantage.

4.3.1.2 Topologie d'onduleurs de six à quatre bras

La seconde topologie est une machine triphasée dont les enroulements ont leurs deux bornes accessibles, chacun d'eux étant alimenté par un pont en-H [14][15][16]. Cette solution requiert une machine avec inductance de fuite (machine asynchrone) ou une inductance cyclique (machine synchrone) suffisamment élevée pour supporter localement le courant de court-circuit à l'intérieur d'un des ponts en-H (Fig. 4-9).

A la différence de la stratégie précédente, la première apparition de défaillance pourrait être facilement confinée à l'intérieur du pont en-H. Ainsi, les deux interrupteurs supérieurs ou inférieurs doivent être à l'état ON. Grâce aux deux enroulements moteur indépendants restants, deux degrés de liberté sont disponibles (un seul dans un moteur triphasé classique en étoile ou en triangle). En conséquence, quatre stratégies différentes [13] peuvent être appliquées :

- Pas de reconfiguration : le courant post-défaillance vaut le courant nominal $|\underline{I_n}'|= |I_n|$ donc $P_{pf} = 2/3P_n$ mais une puissance fluctuante est créée $P_{\sim}=1/3\ P_n$ (Fig. 4-10 (a)) ;

- Pas de reconfiguration, maintien de la puissance moyenne : le courant post-défaillance vaut 1,5 fois le courant nominal $|\underline{I_n}'|= 3/2\ |I_n|$ donc $P_{pf} = P_n$ mais la puissance fluctuante augmente $P_{\sim}= 1/2P_n$;

- Reconfiguration des déphasages pour la suppression de la puissance fluctuante : le courant post-défaillance vaut le courant nominal $|\underline{I_n}'|= |I_n|$ et la puissance fluctuante est annulée $P_{\sim} = 0$ mais la puissance post-défaillance décroît $P_{pf} = 1/\sqrt{3}\ P_n$ (Fig. 4-10 (b1)) ;

- Reconfiguration des déphasages avec maintien de la puissance moyenne et suppression de la puissance fluctuante : la puissance post-défaillance vaut la puissance nominale $P_{pf} = P_n$ et $P_{\sim} = 0$ mais $|\underline{I_n}'|= \sqrt{3}|I_n|$, ce qui requiert de surdimensionner les interrupteurs de puissance avec le même facteur (Fig. 4-10 (b2)).

Les WB enrésinés ou les modules de puissance DLB conviennent parfaitement à ce type de topologie où un comportement en court-circuit est recommandé.

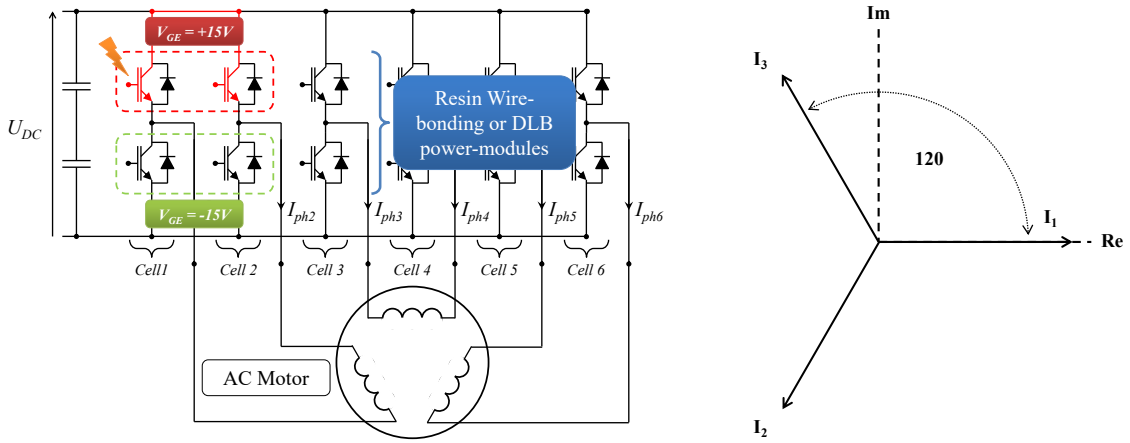
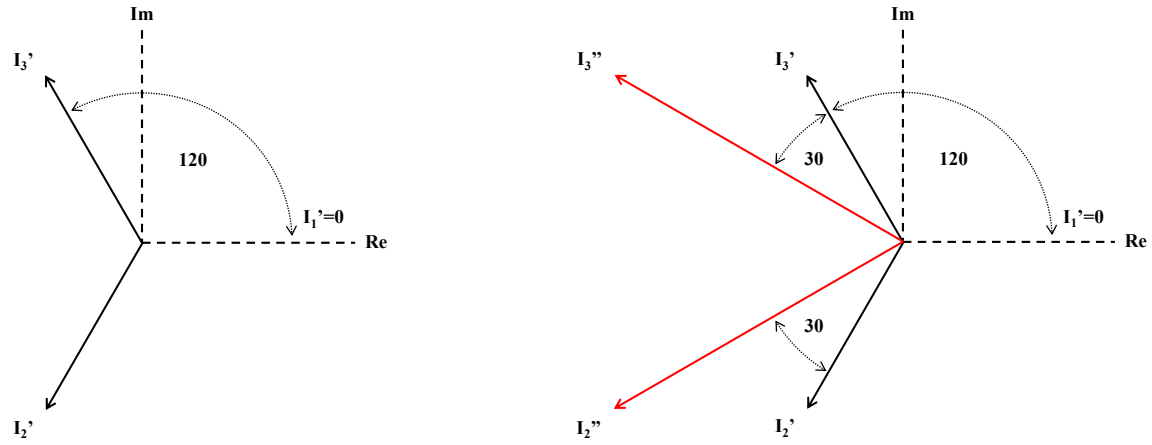


Fig. 4-9 Triple pont en-H avec machine triphasée à enroulements ouverts



(a1) (a2) (b1) (b2)

$I_1' = 0$ $I_1' = 0$ $I_1' = 0$ $I_1' = 0$

$I_2' = I\cos(\theta - 2\pi/3)$ $I_2' = 1{,}5\,I\cos(\theta - 2\pi/3)$ $I_2' = I\cos(\theta - 5\pi/6)$ $I_2' = \sqrt{3}I\cos(\theta - 5\pi/6)$

$I_3' = I\cos(\theta + 2\pi/3)$ $I_3' = 1{,}5\,I\cos(\theta + 2\pi/3)$ $I_3' = I\cos(\theta + 5\pi/6)$ $I_3' = \sqrt{3}I\cos(\theta + 5\pi/6)$

Fig. 4-10 Quatre stratégies possibles dans une topologie à triple pont en-H : pas de reconfiguration avec iso-courant (a1), pas de reconfiguration avec $P_{pf} = P_n$, annulant la puissance fluctuante avec $P_{pf} = 1/\sqrt{3}\ P_n$ (b1) ou annulant la puissance fluctuante et $P_{pf} = P_n$ (b2)

4.3.1.3 Topologie d'onduleurs de six à trois bras

La dernière topologie est un onduleur hexaphasé alimentant une machine à double-étoile (Y-Y) sans neutre interne (60° de déphasage) [13] ou une machine en star-delta (Y-Δ) sans neutre (30° de déphasage). Contrairement à la première topologie, où seul le bras défaillant est déconnecté, lorsqu'un défaut apparaît, la moitié de l'étoile doit être court-circuitée afin de confiner la première occurrence de défaillance. Si le composant défaillant est situé dans la partie haute, la moitié supérieure de l'étoile est court-circuitée via les signaux de commande tandis que l'autre moitié reste en circuit-ouvert, et *vice versa* (Fig. 4-11).

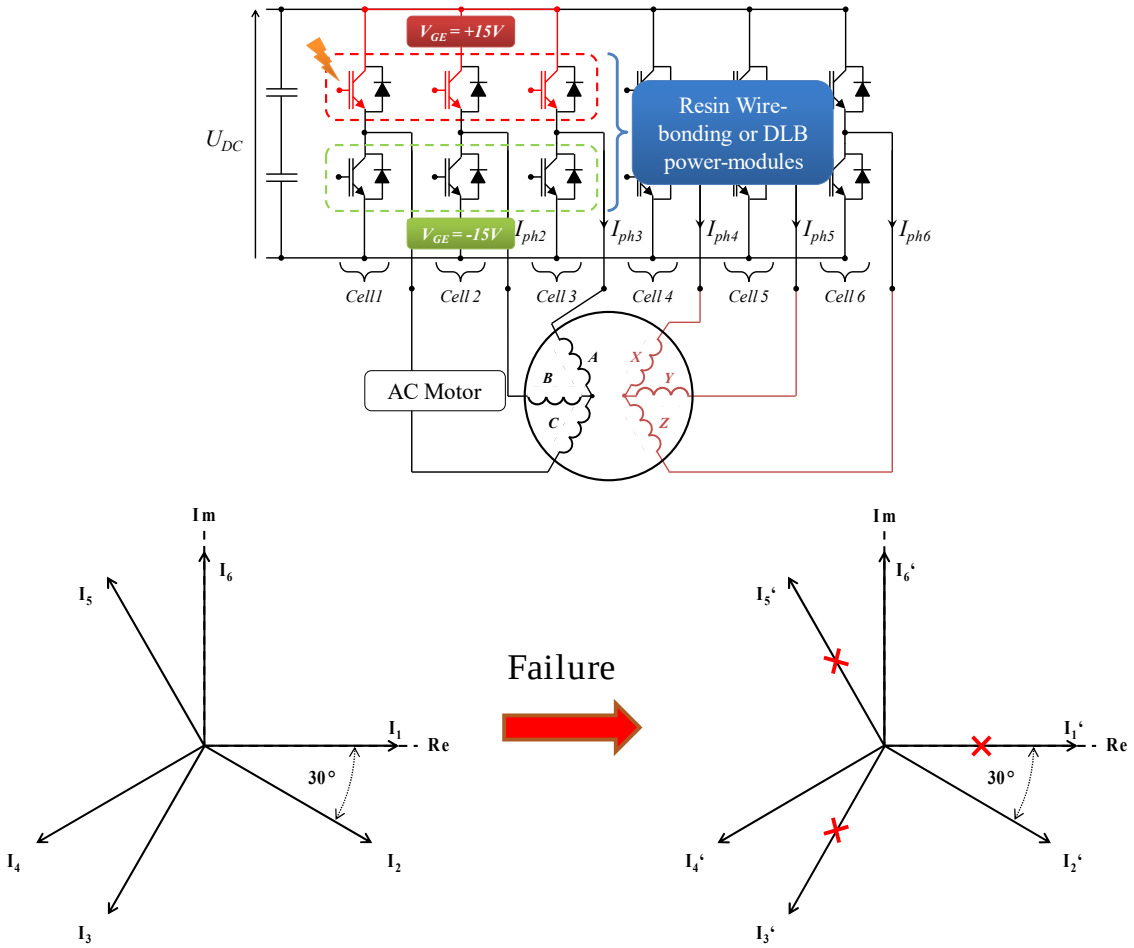


Fig. 4-11 Machine double-étoile (Y-Y) avec onduleur six-bras

De cette manière, une étoile est isolée au profit de l'autre, sans créer de puissance fluctuante ($P_{\sim} = 0$) due au système électrique triphasé naturellement équilibré mais seule la moitié de la puissance nominale est disponible ($P_{pf} = ½ P_n$). Cette topologie est l'une des plus utilisées en propulsion navale, dans l'industrie minière et plus récemment dans les systèmes embarqués de puissance intermédiaire, tels que l'automobile ou l'aéronautique, pour des raisons de degrés élevés de fiabilité. Les WB enrésinés ou les DLB restent des choix intéressants.

4.3.2 Onduleurs trois-bras avec redondance passive

Bien que le bras défaillant doive être isolé du bus DC de l'onduleur triphasé, d'intéressantes topologies à tolérance de panne existent, dans lesquelles le point neutre est utilisé lorsqu'il est disponible.

4.3.2.1 Topologie d'onduleurs de trois à deux bras

La Fig. 4-12 présente une machine triphasée avec un onduleur quatre-bras [17] [18] : trois sont connectés aux enroulements et le quatrième est relié au neutre de la machine, soit de manière permanente, soit grâce à un interrupteur auxiliaire. Chaque bras est composé de deux transistors de puissance et de deux fusibles susceptibles de s'auto-déconnecter de la source de puissance en cas de court-circuit de bras. Ici, le quatrième bras doit être bloqué en mode normal, puis démarré en mode secours pour fournir un point milieu actif de tension.

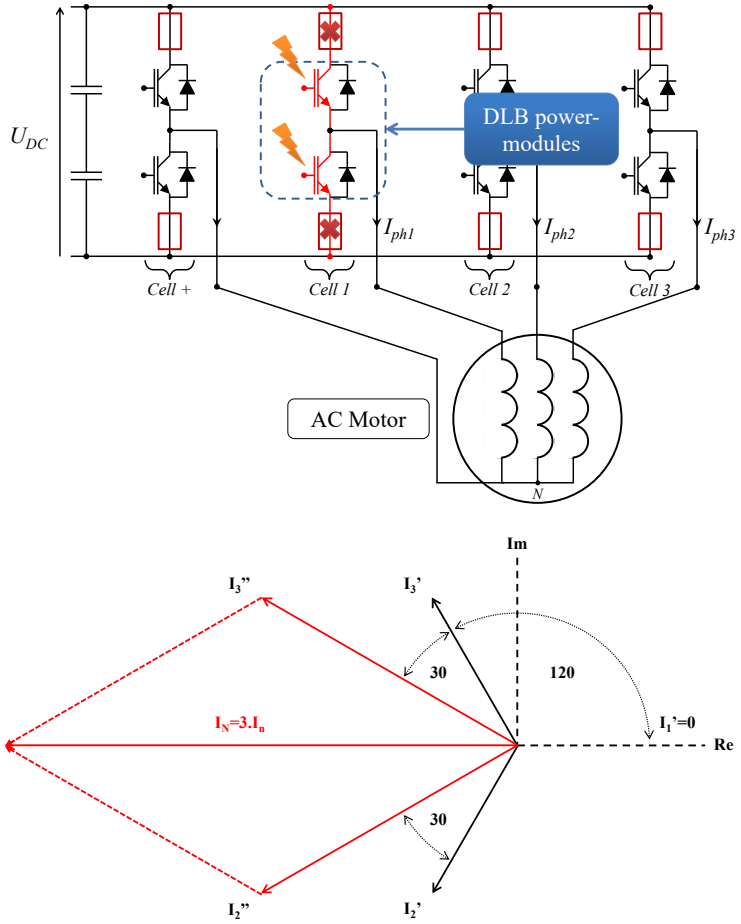


Fig. 4-12 Redondance de bras en parallèle avec une machine étoile triphasée avec neutre

A l'instar de la seconde topologie hexaphasée (cf. Fig. 4-9), quatre options sont possibles [13] :

- Pas de reconfiguration : le courant post-défaillance vaut le courant nominal $\underline{I_n}' = \underline{I_n}$ donc $P_{pf} = 2/3 P_n$ mais une puissance fluctuante est créée $P_{\sim} = 1/3\ P_n$;

- Pas de reconfiguration, avec maintien de la puissance moyenne : le courant post-défaillance vaut 1,5 fois le courant nominal $\underline{I_n}' = 3/2\underline{I_n}$ donc $P_{pf} = P_n$ mais la puissance fluctuante augmente $P_{\sim} = 1/2P_n$;
- Reconfiguration des déphasages pour la suppression de la puissance fluctuante : le courant post-défaillance vaut le courant nominal $|\underline{I_n}'| = |I_n|$ et la puissance fluctuante est annulée $P_{\sim} = 0$ mais la puissance post-défaillance décroît $P_{pf} = 1/\sqrt{3}\ P_n$ et le courant fluctuant du bras vaut $|\underline{I_N}| = \sqrt{3}\ |\underline{I_n}|$;

- Reconfiguration des déphasages pour la suppression de la puissance fluctuante avec maintien de la puissance moyenne : la puissance post-défaillance vaut la puissance mesurée $P_{pf} = P_n$ et $P_{\sim} = 0$ mais $|\underline{I_n}'| = \sqrt{3}|I_n|$, ce qui requiert un grand surdimensionnement des interrupteurs de puissance avec le même facteur. Cependant, cette solution n'est pas utilisable du fait du courant auxiliaire de bras qui est trois fois supérieur au courant nominal $|\underline{I_N}| = 3|\underline{I_n}|$.

4.3.2.2 Topologie d'onduleurs trois bras avec bras de secours

La dernière topologie est une variante de la précédente. Au lieu de connecter un bras surdimensionné au point neutre des enroulements, un bras identique est ajouté en parallèle des trois autres [11] [15]. En cas de défaillance, le bras impacté doit être isolé du bus DC grâce à deux fusibles (cf. Fig. 4-13 et Fig. 4-14 ci-dessous).

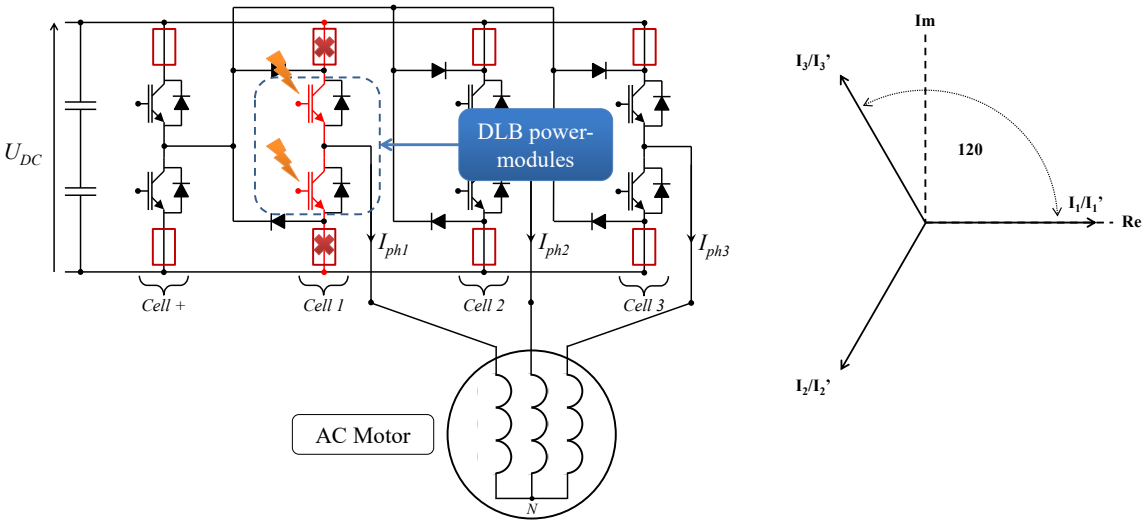


Fig. 4-13 Redondance d'un bras en parallèle avec machine standard triphasée

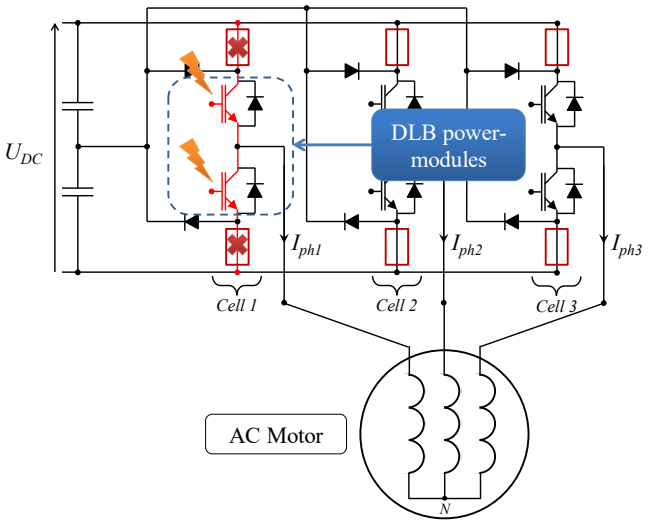


Fig. 4-14 Variante de la stratégie précédente : redondance passive [12]

Ensuite, le bras additionnel est automatiquement connecté à l'enroulement correspondant grâce à deux diodes correctrices en série directement présentes sur les interrupteurs défaillants. L'originalité vient de l'utilisation d'un module de puissance ayant un bon comportement en court-circuit comme le DLB. Le courant circule dans les deux modules de puissance défaillants pendant l'opération de post-défaillance donc le DLB est un choix judicieux, de par sa résistance de court-circuit résiduelle stable et très faible. De plus, pour obtenir une solution intégrée complète, il faudrait designer un DLB intégrant les deux diodes. Dans le cas d'un mauvais court-circuit, un thyristor en parallèle du bras et en série des deux fusibles peut réaliser le crowbar et permettre au courant chargé de circuler dans les deux diodes internes du module de puissance. Une autre solution consiste à remplacer les diodes par des thyristors qui commandent le court-circuit de bras, ce qui économiserait un semi-conducteur en comparaison de l'idée précédente (la présence de dv/dt sur les thyristors des bras non défaillants vient toutefois pondérer cet avantage) (cf. Fig. 4-15, ci-dessous).

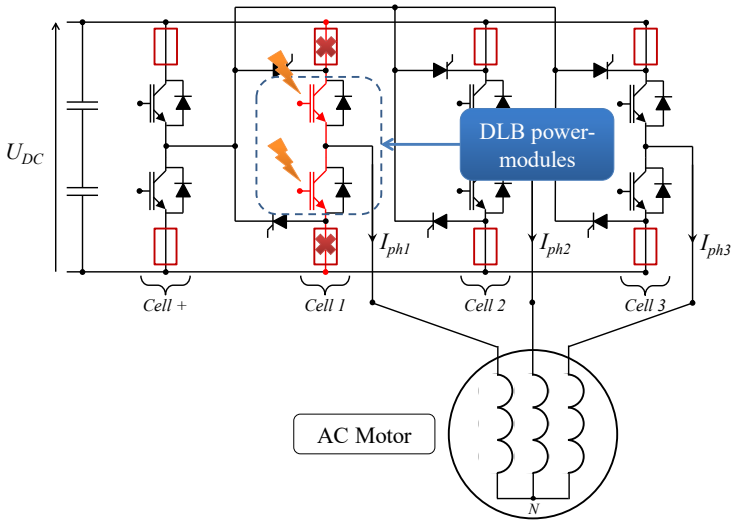


Fig. 4-15 Redondance d'un bras de secours avec thyristors

Cette dernière topologie présente l'opportunité d'opérer sous puissance nominale même en cas de panne et sans puissance fluctuante [13], à l'exception des pertes supplémentaires de puissance introduites par les fusibles, de la résistance résiduelle de court-circuit post-défaillance du module de puissance impacté et des diodes externes.

Une variante de cette topologie est la solution 3+1 entrelacée série représentée en Fig. 4-13 et Fig. 4-14 ci-dessus pour applications HT (IGBT) ou MT (MOSFET ou GaN) telle que présentée en Fig. 4-16 [19].

NB : Sur la Fig. 4-16, les cadres en pointillés représentent les modules et non pas les cellules de commutation.

Celle-ci repose sur l'utilisation de semi-conducteurs volontairement surdimensionnés en tension avec un mode de défaillance de type court-circuit idéal et très faiblement ohmique. Ce mode de défaut est atteignable en utilisant des modules wire-less tels qu'en produit International Rectifier (CoolIR, Cool2IR). Ces modules sont assemblés en « sandwich » cuivre-puce-cuivre (cf. Fig. 1-37). Les condensateurs flottants, dimensionnés à la période de découpage, devront toutefois avoir une énergie stockée suffisante pour métalliser complétement les zones de défaut et garantir une faible ESR de la puce. Grâce à la surveillance en tension des condensateurs flottants connectés entre les modules, il est possible de situer la puce défaillante en court-circuit (IGBT ou diode) et de reconfigurer les déphasages des autres cellules de $2\pi/4$ à $2\pi/3$ de manière à optimiser ses formes d'ondes. Cette opération aura pour effet de réduire le nombre de niveaux à 4 avec pour conséquences une tension transitoire (d'où le surdimensionnement en tension des composants), des ondulations de courant plus importantes dans l'inductance mais une puissance en sortie égale à la puissance avant défaut. Cette architecture est cependant vulnérable à un défaut de type circuit-ouvert de la commande et ne permet donc pas une totale couverture ou prise en charge de toutes les configurations de défaut.

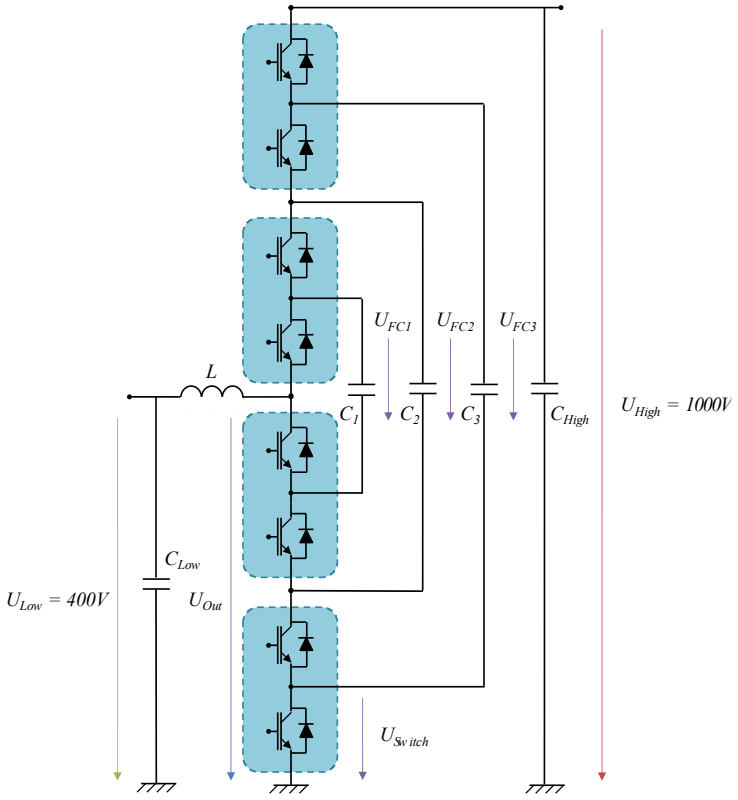


Fig. 4-16 Convertisseur DC-DC 5 niveaux avec condensateurs flottants [18]

Le tableau Tab. 4-1 ci-dessous résume les caractéristiques principales de chaque topologie décrite précédemment. Cependant, d'autres critères de comparaison pourraient être introduits, tels que la perte de puissance dans les fusibles pendant l'opération nominale, la perte de puissance dans les diodes pendant l'opération post-défaillance (dans la topologie 3+1 par exemple), le coût additionnel, le degré de fiabilité, etc.

Topologie	**Onduleurs six-bras à redondance active**			**Onduleurs trois-bras à redondance passive**	
	De 6 à 5 bras	**De 6 à 4 bras**	**De 6 à 3 bras**	**3 + 1 avec neutre**	**3 + 1 avec diodes**
Interrupteurs actifs*	*12 Transistors/ 12 Diodes*	*12 Transistors/ 12 Diodes*	*12 Transistors/ 12 Diodes*	*6 Transistors/ 6 Diodes*	*6 Transistors/ 6 Diodes*
Interrupteurs passifs*	*Aucun*	*Aucun*	*Aucun*	*2 Transistors/ 2 Diodes*	*6 Diodes correctrices*
Courant mesuré à iso tension du bus DC	$\frac{I_n}{2}$	$\frac{I_n}{\sqrt{3}}$	$\frac{I_n}{2}$	I_n	I_n
Mode de défaillance requis	*Circuit-ouvert (effet fusible)*	*Court-circuit (DLB)*	*Court-circuit (DLB)*	*Circuit-ouvert (effet fusible)*	*Court-circuit (DLB)*
Auxiliaires passifs	*Fusibles (optionnel)*	-	-	*Fusibles*	*Fusibles*
Facteur Mesuré de Puissance Défaillante (FPRF) à $I'_i=I_n$	$\frac{5}{6}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$	1
Facteur Mesuré de Puissance Fluctuante (OPRF) à $I'_i=I_n$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	*NA*	$\frac{1}{3}$	*NA*
I'_i/I_n ($P_{fp}=P_n$ et $P_{\sim}\neq 0$)	$\frac{6}{5}$	$\frac{3}{2}$	2	$\frac{3}{2}$	1
I'_i/I_n ($P_{fp}=P_n$ et $P_{\sim}=0$)	*1,27/1,3/1,44 (a/b/c)*	$\sqrt{3}$	*2*	$\sqrt{3}$	*1*

** Interrupteurs actifs = interrupteurs de base ; interrupteurs passifs = interrupteurs post-défaillance*

Tab. 4-1 Caractéristiques et composants des onduleurs à deux niveaux de tolérance

4.4 Essai expérimental sur banc : onduleur six-bras alimentant une machine asynchrone à rotor bobiné

4.4.1 Présentation du banc d'expérimentation et de l'onduleur six-bras

En parallèle des travaux de thèse, et pour les besoins spécifiques de ce dernier chapitre, une plateforme de test a été réalisée par l'équipe technique du groupe Convertisseurs Statiques (CS) pour la démonstration de faisabilité et d'endurance de topologies à tolérance de panne. Ce travail a aussi été en partie développé par Marius Ohlendorf de l'université Friedrich-Alexander Universität Erlangen-Nürnberg (Allemagne), de mai à septembre 2015. La plateforme s'articule tout particulièrement autour d'un onduleur six-bras, composés exclusivement du dernier module Mitsubishi CT300DJG060 (la version 300A d

u DJH) embarquant notamment la technologie du DLB.

4.4.2 Descriptif technique résumé

Le schéma de l'onduleur prototype est donné en Fig. 4-17. Il comprend six bras à modules compacts IGBT-diode de type DLB. Le dimensionnement est effectué pour un bus DC de 450V max et un courant efficace (RMS) moteur de 70A à une fréquence de découpage MLI de 20kHz.

Les stratégies de reconfiguration suivantes sont envisagées en mode « fail-to-short » d'un module : 6/3, 6/4 et 3+1 (cf. section 4.3 précédente). Dans le dernier cas 3+1, un des bras de l'onduleur est équipé d'un ensemble dual-fuse et d'une paire de diodes d'aiguillage et couplage à un bras secours en parallèle.

La Fig. 4-18 illustre la méthodologie de dimensionnement thermo-fluidique réalisée sous COMSOL Multiphysics puis validée en pratique, utilisant les mêmes modules en régime linéaire d'auto-échauffement. La géométrie complète, dissipateur-diamètre des drains donnant la masse minimale, a ainsi été validée pour un niveau de pertes de 340W par bras (simulation PLECS : 340W vs. modèle analytique : 342W).

La Fig. 4-19 montre les éléments constitutifs de l'onduleur :

- Le dissipateur usiné : 950g ;
- La carte de pilotage MLI multi-stratégies ;
- Le PCB de puissance : 4 couches - 2x105µm externes ;
- Le PCB driver : 2x35µm
- Le protocole de mesure des inductances parasites : busbar 7nH et maille de commutation 3nH.

On retrouve un onduleur trois-phases sur chaque face du dissipateur, dont le développement aura demandé 12 mois de travail :

- Masse totale estimée = 2,8kg (hors fluidique) ;
- P_{max} onduleur = 135kW ;
- Densité de puissance estimée = 48,2kW.kg^{-1} (hors fluidique).

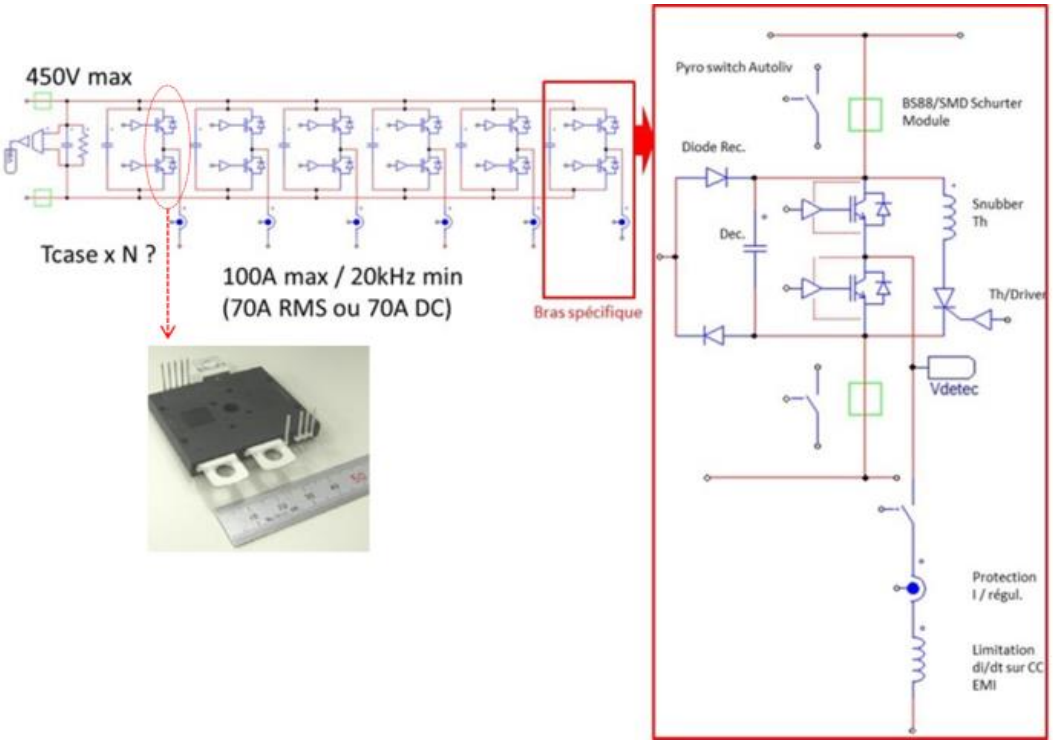


Fig. 4-17 Schéma de l'onduleur prototype six-bras avec modules de puissance DLB

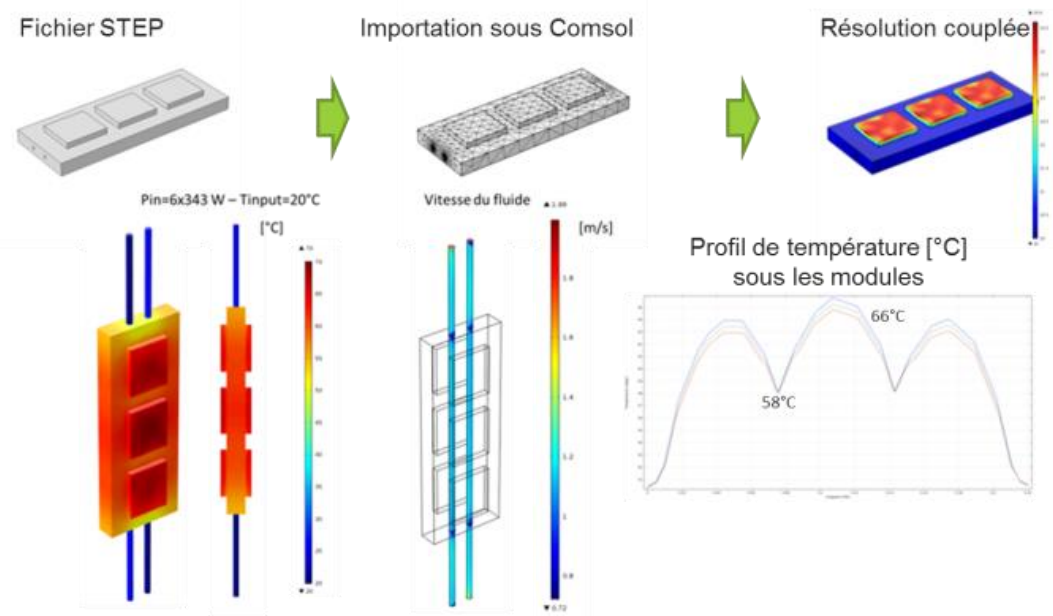


Fig. 4-18 Illustration de la méthodologie du dimensionnement du dissipateur thermique

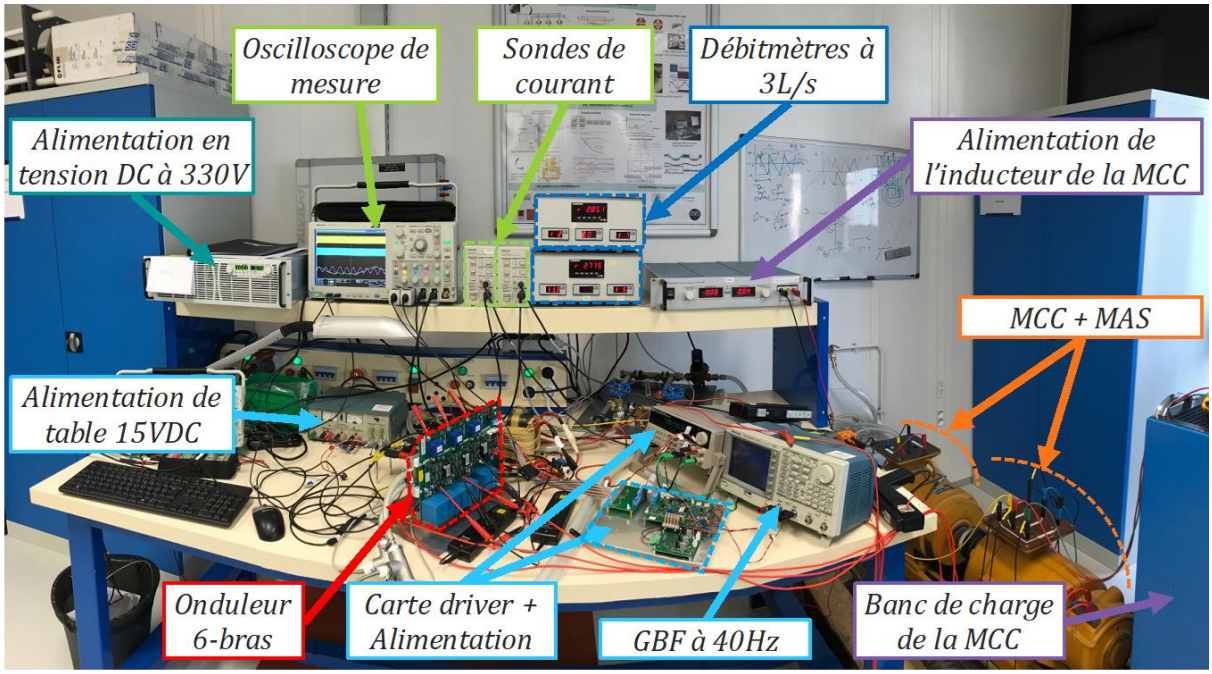


Fig. 4-19 Présentation en image de la plateforme d'essai et de l'onduleur compact six-bras

V_{DC} 450V max, I_{AC} max 100A. F_{dec} = 20kHz. Puissance max 130kW. Refroidissement à eau

Cette plateforme est polyvalente, en cela qu'il est possible de tester toutes les solutions de configurations listées précédemment. Elle comprend l'onduleur six-phases complet dont un bras peut être déconnecté par fusibles. Les filtres différentiels et de mode commun sont intégrés au PCB busbar ou déportés sur les câbles d'alimentation moteur et des cartes auxiliaires de pilotage (FPGA-VHDL). La protection repose sur une surveillance des tensions des IGBT (V_{CEsat}) et une protection en surintensité à 100A max. La charge est réalisée par les deux enroulements triphasés du moteur asynchrone de 4,5kW dans le cas présent. Le moteur est lui-même chargé par une machine à courant continu (MCC) à excitation séparée sur plan résistif. Malheureusement, faute de temps, seule la solution de symétrisation du défaut, soit six-bras vers trois-bras, a pu être testée en cas concret. Une vue schématique du banc complet est décrite sur la figure Fig. 4-20.

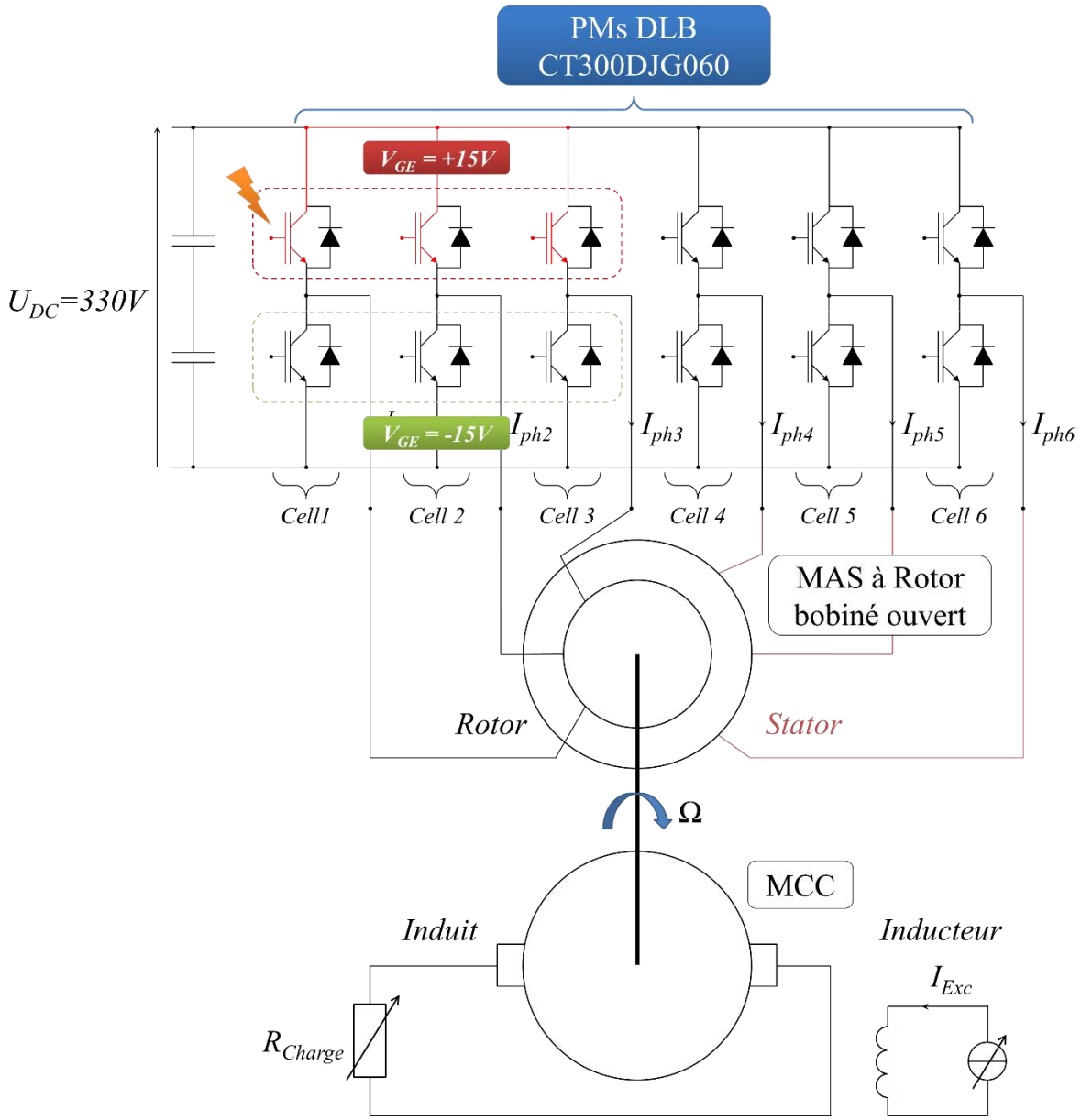


Fig. 4-20 Synoptique du banc de test de l'onduleur six-bras

4.4.3 Première campagne : défaut à faible impédance

Afin de démontrer la capacité de résistance en cas de défaut d'un module DLB, nous avons choisi de monter un module DJH préalablement détruit en conditions maîtrisées, sur la plateforme de court-circuit (cf. Chapitre 2). Seulement, avec une résistance de défaut aussi faible (R_{cc_HS}=210µΩ ; R_{cc_LS}=250µΩ), une mesure de la chute de tension à ses bornes était peu précise. Dès lors, nous nous sommes servis du banc de court-circuit (cf. Chapitre 2) pour endommager deux modules DJG avec une énergie de claquage intermédiaire : E_c = 56J. Ainsi, le module choisi pour effectuer le test d'endurance avait pour résistance de défaut initiale sur la puce HS R_{cc}=37mΩ et sur la puce LS R_{cc}=280mΩ. Le module défaillant est monté sur l'onduleur de la même manière que les 5 autres modules sains sans ajout de fusibles.

Pour figer notre point de fonctionnement, nous avons paramétré notre source de tension DC à 330V, la fréquence de modulation à 40Hz.

Après environ 171 heures (par intervalles de 9h) de fonctionnement dans cette configuration, nous avons cherché à évaluer l'évolution de la résistance de court-circuit du module contraint. Pour ce faire, un enregistrement de la tension aux bornes de la R_{cc} du module a été effectué à intervalles réguliers.

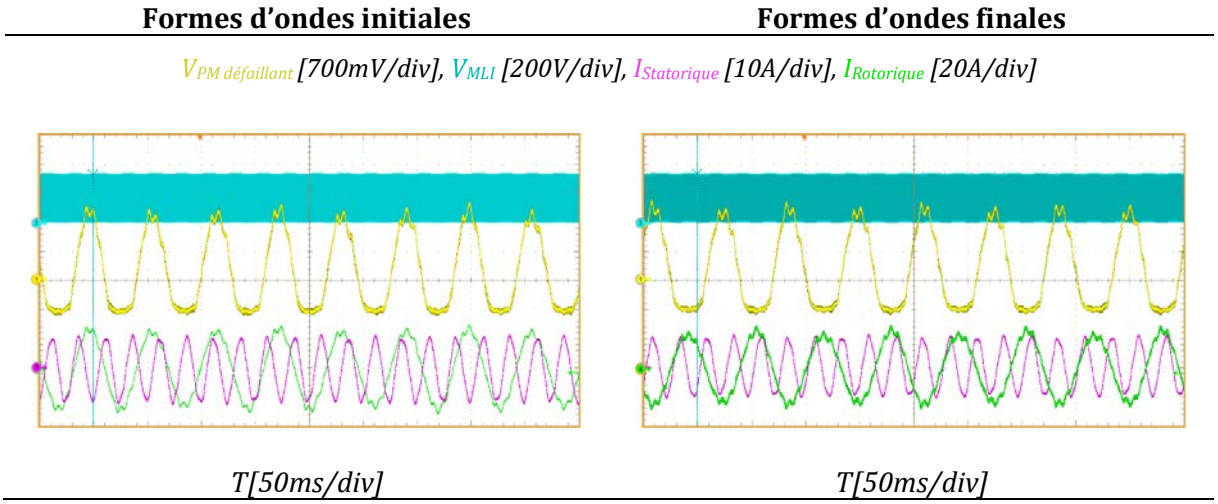


Fig. 4-21 Comparaison des formes d'ondes du module DJG HS défaillant en début de campagne et après 171 heures de fonctionnement

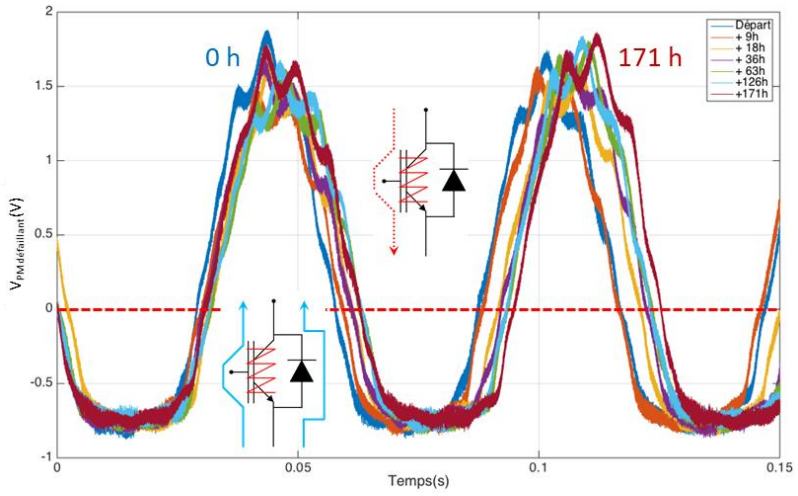


Fig. 4-22 Superposition des signaux de tension mesurée aux bornes du DUT à différents intervalles de temps

La première remarque évidente est qu'au terme de cet essai, l'amplitude du signal n'a que très légèrement augmenté après les 171 heures passées sur le banc, ce qui atteste de la robustesse du mode de défaut des modules DLB. Aussi, la diode en antiparallèle de l'IGBT conduit lorsque le courant est négatif, délestant la résistance de court-circuit d'une partie du courant total. On retrouve d'ailleurs une chute de tension d'environ -0,6V aux bornes de l'IGBT dans cette phase-là. Cette configuration permet de délester la résistance de défaut d'une partie du courant le traversant, assurant par là-même une longévité plus importante de ce dernier en cas de panne. Bien évidemment, cet avantage ne saurait être observé avec un MOSFET.

Au bout des 171 heures d'endurance, la résistance de défaut mesurée en statique était d'environ 70mΩ, soit deux fois plus que la valeur initiale. On suppose donc que le cyclage a accéléré le vieillissement de la zone de défaut pour, au final, augmenter sa valeur de résistance. Il est néanmoins difficile d'expliquer pourquoi l'amplitude de la tension mesurée a si peu augmenté.

4.4.4 Seconde campagne : défaut à forte impédance

Dans un second temps, et pour aller encore un peu plus loin dans notre démarche, nous avons réalisé le même essai avec la puce LS du même module mais seulement sur 16 heures, faute de temps. Cette puce présentait, après sa destruction, une résistance de défaut huit fois supérieure à celle de la puce HS, soit environ 280mΩ. Dès les premiers instants qui ont suivi le lancement de cette nouvelle campagne, nous avons constaté une possible apparition d'un reformage métallique. L'hypothèse s'est révélée exacte suite à la comparaison des formes d'ondes de la tension mesurée ci-dessous :

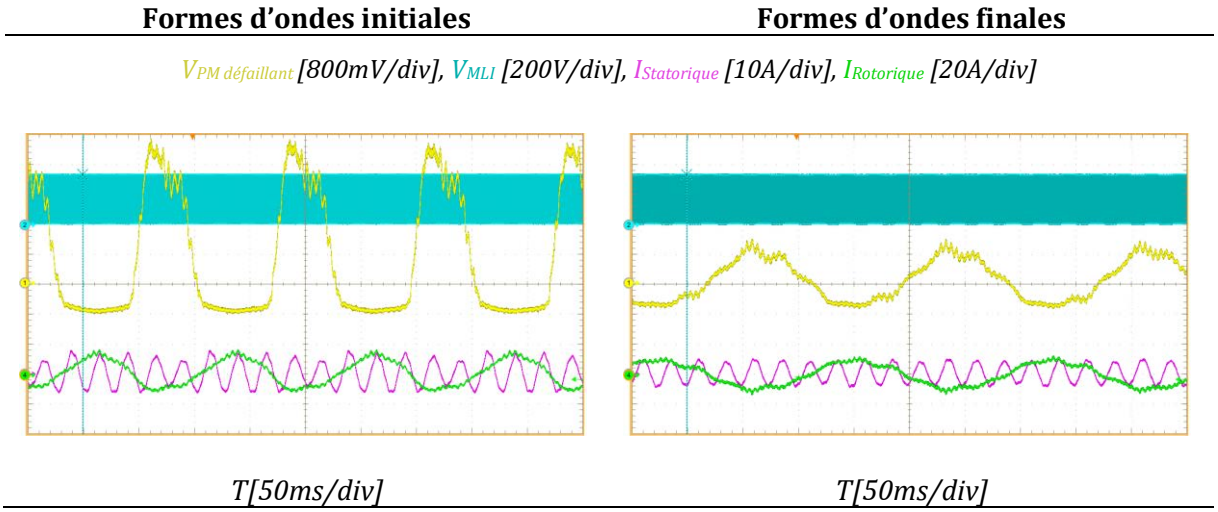


Fig. 4-23 Comparaison des formes d'ondes du module DJG LS en début de campagne et après 16 heures de cyclage

NB : La capture de droite a été sauvegardée sur un point de fonctionnement très proche bien que légèrement différent (courant d'excitation de la machine à courant continu un peu plus faible), ce qui explique le décalage en fréquence et en amplitude de courant.

La deuxième confirmation du reformage est venue de la nouvelle mesure de résistance du DUT en statique. En effet, la résistance du court-circuit a diminué d'un facteur trois pour atteindre environ 86mΩ. Ce deuxième essai confirme à nouveau que, malgré un défaut initialement fortement résistif, le DLB démontre une excellente capacité à « améliorer » son défaut et à atteindre le court-circuit quasi-idéal.

4.5 Conclusion

A travers ce dernier chapitre, nous avons discuté de l'importance de la prise en compte du mode de défaut des modules de puissance lors d'un dimensionnement d'onduleur. Sur plusieurs topologies à tolérance de panne, nous avons mené cette nouvelle réflexion sur la place du mode de défaut en cas de panne avec ajout d'éléments actifs ou passifs selon la configuration post-défaut recherchée. Il en ressort que dans certains cas de figure et pour certaines applications, exploiter le défaut peut s'avérer plus intéressant économiquement et fonctionnellement que de tout mettre en œuvre pour l'isoler.

D'autre part, le mode de défaut du DLB, déjà étudié et éprouvé une première fois précédemment dans ce mémoire, s'est à nouveau révélé particulièrement robuste au cours de nos campagnes d'endurance sur notre onduleur à tolérance de panne. Ce nouveau type d'interconnexion présente logiquement un véritable intérêt pour des applications BT / fort-courant, comme c'est le cas dans l'industrie automobile.

Par manque de temps, il n'a pas été possible de réaliser d'autres campagnes d'essai sur des topologies différentes comme le 3+1 ou encore le 6 vers 4. Malgré cela, il serait intéressant de poursuivre et de pouvoir comparer à iso-puissance les différentes solutions théoriques, notamment, le mode de défaut type circuit-ouvert que l'on retrouve chez les modules à interconnexion filaire.

Bibliographie - Chapitre 4

[1] ISO. (2009, Septembre) Normes ISO. [En ligne]. http://www.iso.org/iso/fr/catalogue_detail?csnumber=45477

[2] ISO. (2009, Septembre) Normes ISO. [En ligne]. http://www.iso.org/iso/fr/catalogue_detail?csnumber=45478

[3] ISO. (2009, Septembre) Normes ISO. [En ligne]. http://www.iso.org/iso/fr/catalogue_detail?csnumber=45479

[4] C. Buttay. (2010, Mai) Techniques de l'ingénieur. [En ligne]. http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/composants-actifs-en-electronique-de-puissance-42245210/modules-et-boitiers-de-puissance-packaging-d3116/

[5] C. Buttay, « Le Packaging en électronique de puissance », Sciences de l'ingénieur [physics], INSA de Lyon, 2015, [En ligne]. https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01267363/document

[6] Autoliv, Pyroswitch / PSS - Safety Switch and Closing. [En ligne]. http://www.pyroswitch.com/

[7] M. Bouarroudj-Berkani et L. Dupont, « Fatigue des composants électronique de puissance », Physique des défaillances, Novembre 2010.

[8] A. Bellaouar et S. Beleulmi, Université Constantine 1, « Fiabilité Maintenabilité Disponibilité », 2013-2014.

[9] F. Meibody-Tabar et al., « Study of Different Architectures of Fault-Tolerant Actuator Using a Two-Channel PM Motor », IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, vol. 47, pp. 47 - 54.

[10] J. Mavier, F. Richardeau, H. Piquet et G. Gateau, « Fault-tolerant inverter for on-board aircraft EHA », European Power Electronics and Applications Conference, Aalborg, Danemark, 2007.

[11] Z. Dou et al., « Complete Short Failure-Mode Properties and Comparison Based on IGBT Standard Packaging. Application to New Fault-Tolerant Inverter and Interleaved Chopper with Reduced Parts Count », base de publication IEEE Xplorer, 14th European Conference on Power Electronics and Applications Conference, Ed. Birmingham, UK, 2011.

[12] M. Gleissner and M.-M. Bakran, « A real-life fuse design for a fault-tolerant motor inverter », University Of Bayreuth, 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016. DOI: 10.1109/EPE.2016.7695279

[13] J.-R. Fu and T. A. Lipo, « Disturbance-Free Operation of a Multiphase Current-Regulated Motor Drive with an Opened Phase », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 5, pp. 1267-1274, Septembre 1994.

[14] W. Zhang et al., « Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 12, pp. 6319-6331, Décembre 2014.

[15] A. Bruyère, « How to rethink inverter to motor interfaces in order to provide charger functionality? », Avril 2013.

[16] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns and S. E. Schulz, « Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 4, pp. 1108-1116, Juillet 2004.

[17] M. Naidu, S. Gopalakrishnan and T. Nehl, « Fault Tolerant Permanent Magnet Motor Drive Topologies for Automotive X-By-Wire Systems », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 2, pp. 841-848, 2010.

[18] B. Mirafzal, « Survey of Fault-Tolerance Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 10, pp. 5192-5202, Octobre 2014.

[19] M. Gleissner and M.-M. Bakran, « First Fault-Resilient High-Power 5-Level Flying Capacitor DC-DC Converter with Ideal Short-On Failure IGBT Modules », *PCIM Europe 2015*, pp. 1338-1345, Mai 2015.

Conclusion générale et perspectives

Ces travaux de thèse s'inscrivent comme une brique de plus dans la recherche incrémentale dans le domaine de la fiabilité et de la sécurisation d'applications critiques embarquées. Dans le domaine des transports par exemple (ferroviaire, aéronautique, etc.), la transition électrique qui s'intensifie d'année en année impose de penser, voire de repenser, les structures de conversion d'énergie embarquées. La question de la disponibilité, comprise et omniprésente dans le spatial, commence seulement à s'imposer dans les autres domaines.

Plutôt que de dédoubler simplement et de manière très coûteuse chaque fonction vitale d'un système électrique, notre approche propose, au contraire, de prendre en considération le mode de défaillance des composants de puissance et ce, dès la phase de conception de la future structure à tolérance de panne. Profitant de l'émergence de nouvelles technologies d'interconnexion dans les modules de puissance telles que le DLB, nous avons choisi de mettre notre philosophie à l'épreuve en prenant comme référence le très éprouvé WB.

Le premier chapitre rappelant l'évolution des différentes briques technologiques des modules de puissance, nous avons mis en avant les notions de fiabilité de certains assemblages pouvant se prêter à un mode de défaut type court-circuit. Si le mode de défaut fait partie des données d'entrée lors de la conception d'un module de puissance, il est alors possible de faire en sorte de l'obtenir au regard des études préexistantes. C'est d'ailleurs grâce aux résultats disponibles dans la littérature que nous avons émis l'hypothèse que le DLB pourrait être le candidat idéal pour le « fail-to-short ». Les chapitres suivants l'auront confirmé par la suite.

En effet, le second chapitre illustre bel et bien cette tendance au « fail-to-short » du DLB, mais pas seulement. Le WB, connu pour son effet fusible avec du gel de silicone, n'a pas réagi de la même manière dans le cas d'une encapsulation avec résine époxy. Ce mode de défaut intermédiaire de type court-circuit fortement impédant n'a cependant pas résisté aux essais d'endurance, comparé au DLB. Ce dernier, bénéficiant d'un apport de matière non négligeable grâce à sa brasure épaisse entre la puce et le clip, est le siège quasi-systématique du phénomène de reformage métallique, à l'inverse du WB. Ainsi, nous sommes parvenus à des mesures de résistances de défaut près de dix fois inférieures à celles mesurées pour le WB, pour la même taille de puces et à même énergie de destruction. Ces mécanismes d'endommagement et de défaillance ont été mis en lumière grâce au travail du CNES-THALES Lab de Toulouse, usant de nouvelles technologies de détection de défaut non-intrusive comme le Lock-In Thermography.

Dans le troisième chapitre, les campagnes de caractérisation en résistance et impédance thermiques des deux designs nous ont poussés à mettre au point une nouvelle méthode d'échauffement de la puce en régime linéaire. Couplé à un aiguilleur de puissance, ce procédé nous a permis de nous affranchir d'une source fort-courant et des contraintes que cela entraîne (câbles de grosse section, saturation des inductances de filtrage, risque de fonte des matériaux isolants, etc.). Il s'est avéré qu'après les premières observations, les résistances thermiques des deux composants étaient équivalentes (~0,13°C/W). Le « reverse engineering » opéré par le CNES-THALES Lab a montré que l'assemblage est rigoureusement le même entre la puce et la semelle thermique du module, ce qui explique ces résultats. Dans un second temps, les relevés effectués par rapport aux impédances thermiques donnaient l'avantage au WB, ce qui n'a pas manqué de nous surprendre. En plus de l'effet diffuseur thermique du DLB, c'est l'une des raisons qui a motivé la modélisation et la simulation de ces deux assemblages sous COMSOL Multiphysics. Les grandeurs nécessaires au recalage ainsi mesurées, nous avons cherché à les comparer dans plusieurs domaines : la thermique et l'électrothermique pour confirmer ou infirmer les résultats

expérimentaux puis comparer les résistances de maille, et l'électromagnétique pour évaluer le gain potentiel apporté par le DLB.

Par la suite, une campagne de caractérisation thermique (R_{th}/Z_{th}) des deux designs WB et DLB a été réalisée sur la base d'un banc développé à cet effet. Une méthode de dissipation en régime linéaire a été proposée pour s'affranchir d'une source fort-courant. Nous avons modélisé et simulé sous COMSOL Multiphysics les deux assemblages pour pouvoir les comparer en termes de résistance et d'impédance thermiques, de résistance et d'inductance électriques. L'effet diffuseur thermique du DLB a ainsi été étudié. Les résistances thermiques sont quasi-identiques (~0,13°C.W^{-1}) alors que, fait surprenant, le WB fait mieux que le DLB en termes d'impédance thermique, avec un écart maximum d'environ 20% à 0,1s. De plus, la géométrie particulière du DLB nous a permis d'explorer un nouveau design intégrant des constrictions fusibles. Cela offre au DLB un mode de défaillance optionnel de type circuit-ouvert, pour des besoins de sécurité ultime dernier secours ou pour répondre à un standard de sécurité. Combiné à ses propriétés fonctionnelles intéressantes, un tel design pourrait être très prometteur et polyvalent.

Dans l'ultime chapitre, après avoir listé quelques structures d'onduleurs à tolérance de panne tirant parti du mode de défaillance en court-circuit du DLB, notre choix s'est porté sur un système d'onduleur tandem double-triphasé pour machine à double enroulement ou de type double-étoile. Un banc d'expérimentation complet a été conçu et réalisé au LAPLACE, basé sur l'emploi de DLB. Un des modules de ce banc a été rendu volontairement défaillant dans le cadre d'une stratégie de reconfiguration six-bras vers trois-bras avec symétrisation du défaut. Ces quelques essais d'endurance ont prouvé la continuité fonctionnelle de la structure après une reconfiguration adaptée de la topologie initiale, grâce au mode « fail-to-short » du DLB.

La période de thèse s'achevant, il reste cependant des pistes à exploiter et d'autres à explorer. La plateforme onduleur six-bras permet de mettre en œuvre plusieurs autres topologies à tolérance de panne, comme le 6 vers 4 avec enroulements statoriques ouverts ou encore le 3+1 avec neutre connecté. Ainsi, il est possible de les tester dans les conditions réelles avec le module de puissance possédant le bon mode de défaillance. Pour être encore plus représentatif de l'application finale, il serait nécessaire d'intégrer à la plateforme, non pas une machine asynchrone comme c'est le cas, mais le moteur dédié à double-étoile développé par VALEO. Néanmoins, le laboratoire a des contraintes que les industriels n'ont pas quand il s'agit d'essais en endurance : la surveillance permanente n'est pas possible et cela nécessite d'interrompre les essais quotidiennement.

Toujours dans l'optique de caractériser le mode de défaut des modules de puissance, celui des modules à bumps brasés ou frittés sur DBC sandwich, toujours en élaboration, pourrait se révéler très intéressant. De par son design intégrant des billes de cuivre d'un côté, des joints de brasure épais de l'autre, et par son contact pressé, les éléments pour garantir un mode « fail-to-short » prometteur sont là. La nature et la tenue en température de l'encapsulant jouent un rôle essentiel sur l'endurance du mode de défaillance. Par ailleurs, à l'issue de ces travaux, nous nous sommes rendu compte qu'il existe peu de résultats sur les autres modes de défaut à caractériser, non pas en surcourant mais plutôt en surtension (avalanche). De la même manière, on ne dispose que peu d'informations au sujet du comportement post-défaillant des puces SiC, si ce n'est que ces puces ont tendance à se casser plutôt que de fondre.

Aussi, le travail de longue haleine synthétisé au Chapitre 3 nous a donné l'idée de mettre en place un protocole de simulation de modules de puissance de manière complètement relative. Cela sous-entend de revenir à des géométries élémentaires dans la mesure du possible, sans pour autant compromettre la réalité du design et de ne modifier, par exemple, que l'interconnexion, la taille des puces ou l'épaisseur de brasure, etc. Ceci afin de réaliser toutes sortes d'études comparatives tout en limitant les biais qui peuvent apparaître à vouloir modéliser au plus près de la réalité.

Pour terminer, une autre piste qui nous a paru pertinente à étudier est l'emploi des Pyroswitch (switch pyrotechnique) pour des applications critiques BT / forte-puissance, comme l'hybridation automobile en compte toujours de plus en plus. Ce composant pourrait être soit ajouté dans l'onduleur de puissance au niveau des busbars en tant que système d'isolation du bras défaillant, soit directement intégré au sein même d'un module de puissance type DLB dans le cadre d'un nouveau design dédié. Cette dernière possibilité permettrait d'obtenir *in fine*, un module de puissance polyvalent doté d'un mode de défaillance optionnel, palliant toute éventualité au même titre qu'un DLB avec constrictions fusibles. Cette piste ouvre le champ des possibles quant à la « passive-safety », grâce notamment à l'intégration future de micro-Pyroswitch commandés normally OFF/ON ou non-commandés normally ON/OFF à la manière des disjoncteurs.

ANNEXES

Annexe A : Compléments à la modélisation des modules DLB et WB en 3D

SIMULATIONS ELECTROMAGNETIQUES : COMPARAISON DES RESISTANCES ET INDUCTANCES PARASITES

Au même titre que la résistance électrique, l'inductance de la maille de commutation est un paramètre essentiel à prendre en compte et à minimiser afin d'atteindre des performances en dynamique électrique les plus rapides possibles avec des surtensions acceptables. Nous avons donc chercher à évaluer l'inductance propre des deux interconnexions par la simulation.

Ces simulations demandant une puissance de calcul bien supérieure aux précédentes, il n'était pas possible de mailler ne serait-ce que la moitié d'un module de puissance et donc une maille de commutation en entier. Pour contourner cette difficulté, nous avons pris le parti de simuler dans le domaine fréquentiel. De cette manière, à haute fréquence (f_{simu} = 1MHz), les lignes de courant se plaquant sur les frontières internes grâce à l'effet de peau, il n'est plus nécessaire de mailler en volume, un maillage des frontières des domaines est suffisant avec une résolution analytique. Une différence de potentiel uniforme entre deux frontières métalliques est appliquée via la commande « port réduit » de COMSOL Multiphysics, afin de générer un courant et donc un champ magnétique autour des conducteurs.

Module CT300DJB060

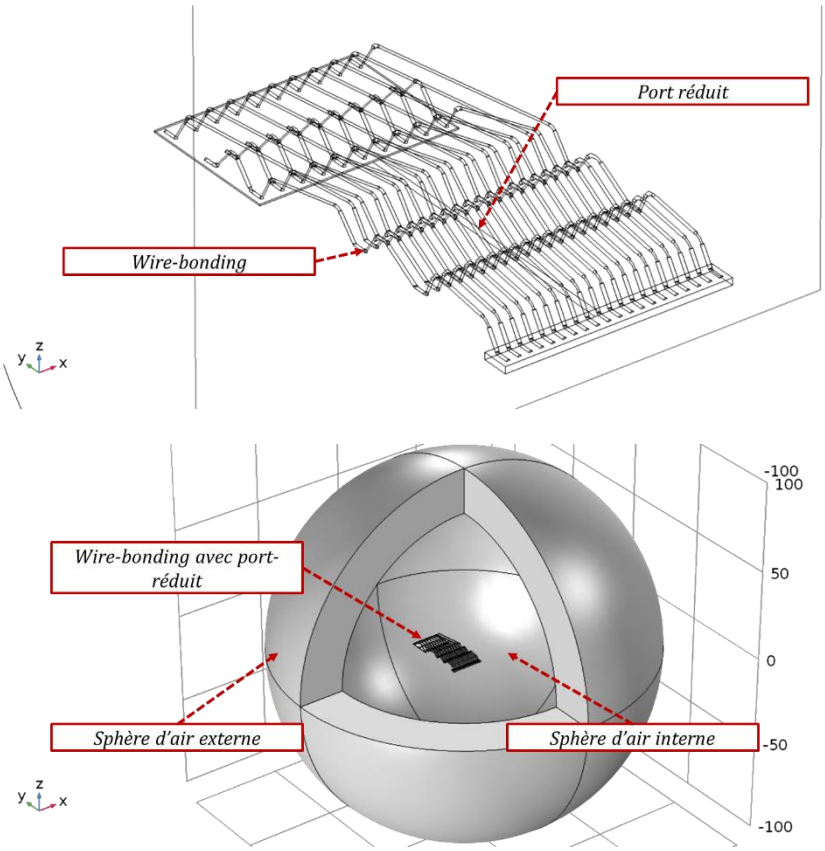


Fig. A-1 Modèle électromagnétique 3D des WB utilisant le port-réduit

Module CT300DJB060 (WB)

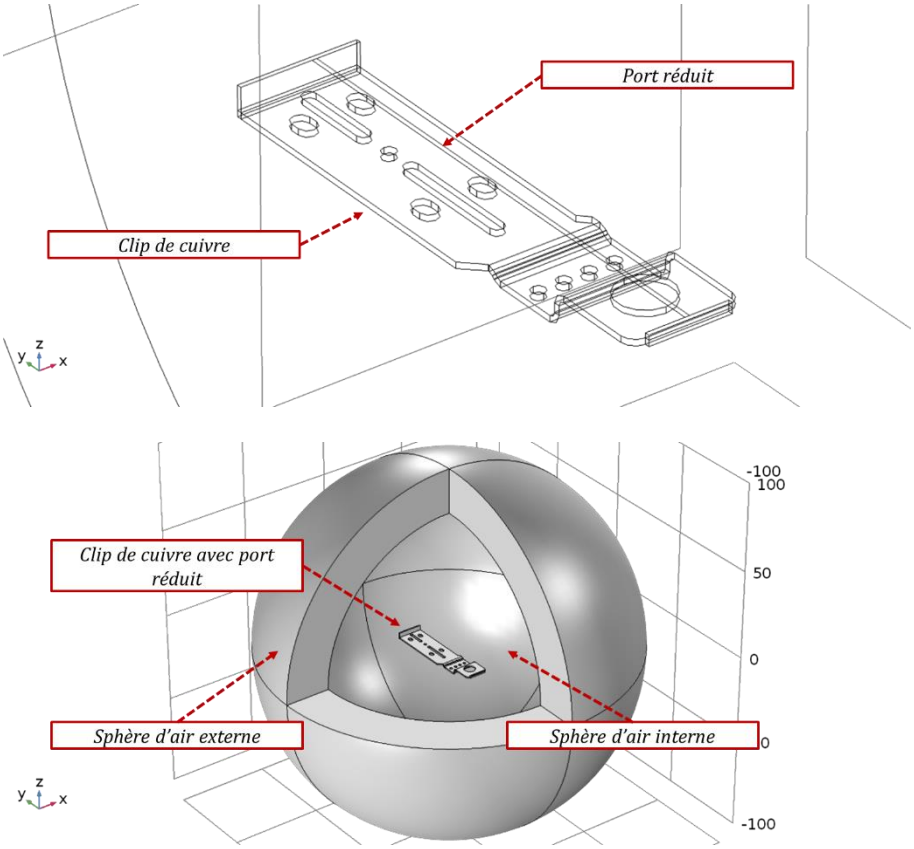
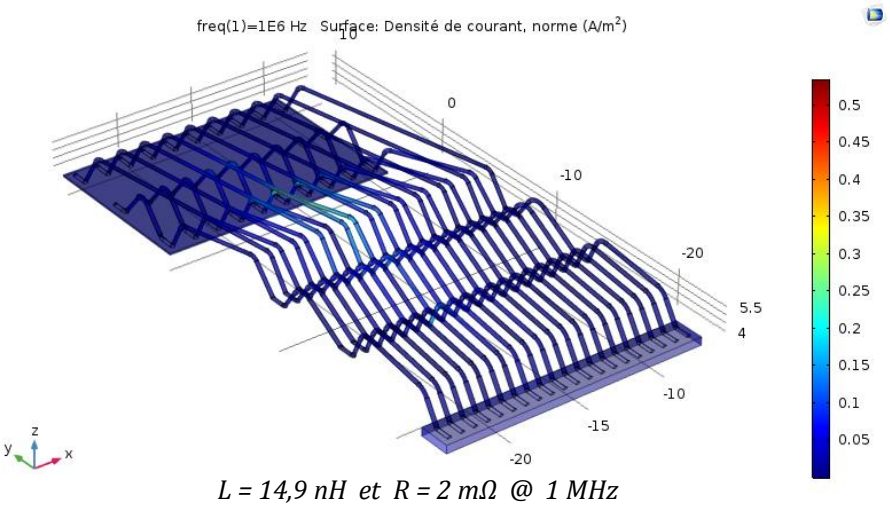


Fig. A-2 Modèle électromagnétique 3D du DLB utilisant le port-réduit

Après simulation des deux géométries, voici les résultats obtenus ci-dessous :

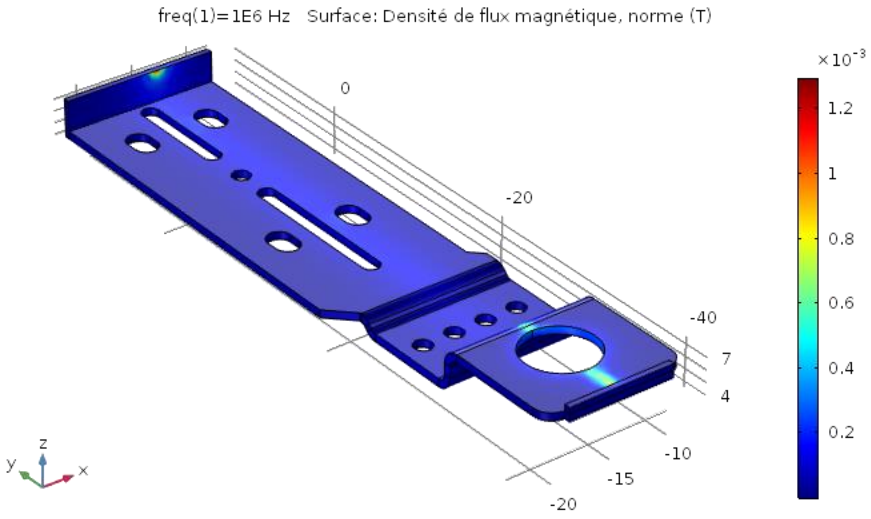
Module CT300DJB060 (WB)



L = 14,9 nH et R = 2 mΩ @ 1 MHz

Fig. A-3 Synthèse des résultats des simulations électromagnétiques en WB

Module CT300DJB060 (WB)



L = 40,3 nH et R = 1,6 mΩ @ 1 MHz

Fig. A-4 Synthèse des résultats des simulations électromagnétiques en DLB

De manière tout à fait relative, on note que le DLB est moins résistif que le WB de 25% alors que, et c'est pour le moins étonnant, la simulation évalue l'inductance parasite du DLB à 2,7 fois celle du WB.

Dans la littérature [1] - [3], connaissant l'inductance propre d'un conducteur, l'inductance équivalente d'une nappe de fils de bonding peut se calculer selon la formule suivante, si et seulement si ceux-ci sont découplés électromagnétiquement les uns des autres :

$$L_{équ} = \frac{L_{WB}}{N} \qquad \textit{Eq. A-1}$$

Où :

- L_{WB} : l'inductance propre d'un fil de bonding ;
- N : le nombre de fils de bonding en parallèle ;
- $L_{équ}$: l'inductance équivalente de la nappe de bondings.

Cette formulation est valable dans un domaine de fréquences inférieures à 6GHz, ce qui est vérifié par nos paramètres de simulation.

Des travaux menés par Z. Dou lors de son post-doctorat au laboratoire LAPLACE, ont permis de dresser le graphique ci-dessous grâce à des simulations COMSOL Multiphysics de fils de bonding en arc de cercle :

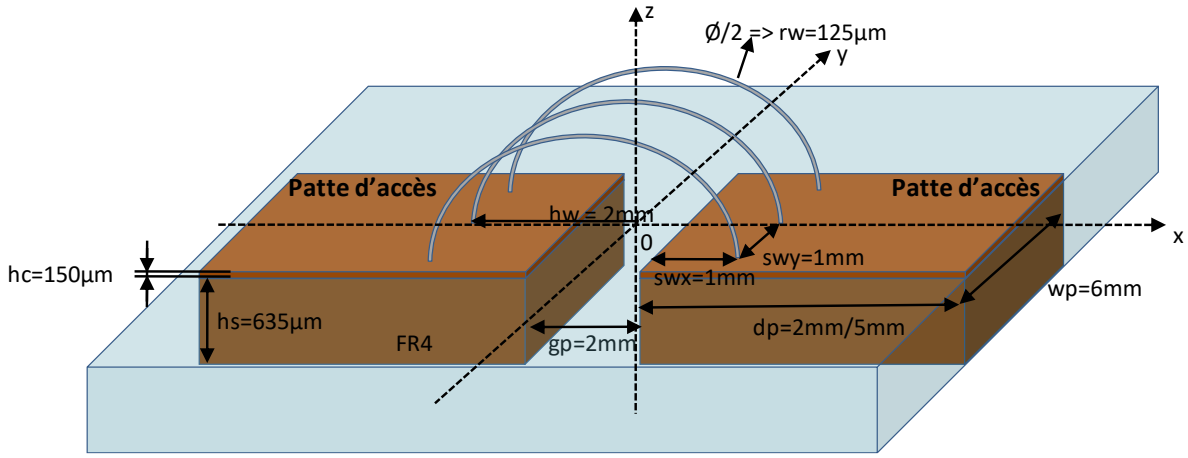


Fig. A-5 Modèle réalisé sous COMSOL Multiphysics (exemple de 3 WB en parallèle)

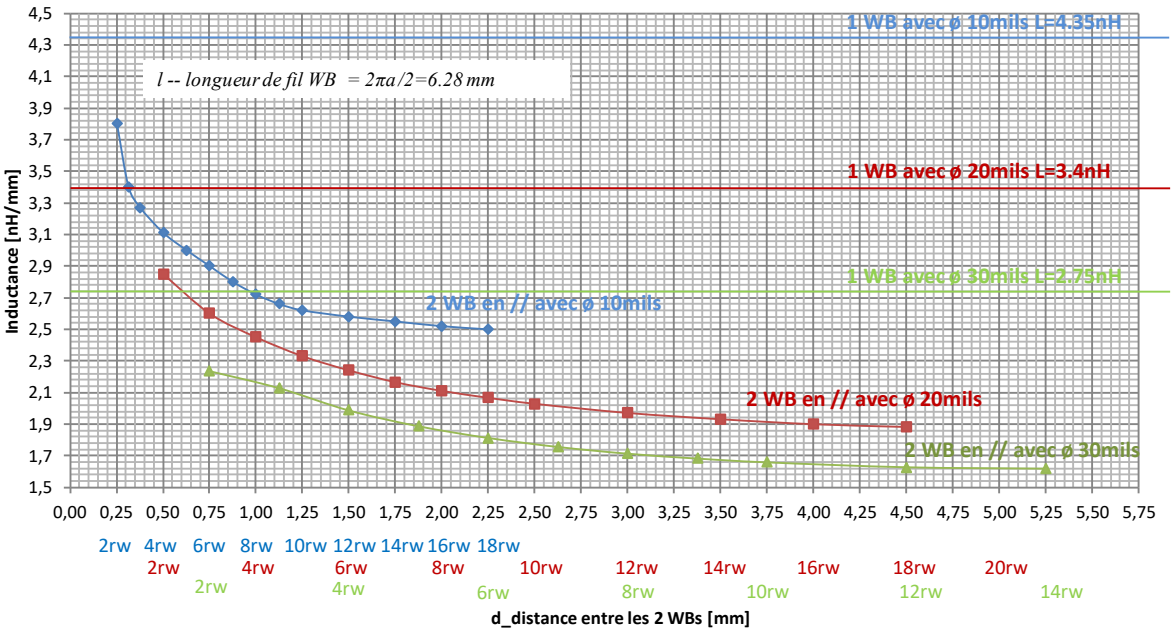


Fig. A-6 Inductance linéique en fonction de la distance inter-WB pour différents diamètres normalisé (Ø=10, 20 et 30mils)

Dans notre cas, le diamètre des fils est de 10mils soit 250µm et la distance qui les sépare est d'environ 815µm, ce qui donne un rapport distance/rayon de 6,5. Si l'on se réfère à la Fig. A-6, pour deux fils en parallèle de longueur 6,28mm et de section 10mils, on obtient une inductance totale d'environ 2,8nH alors qu'un fil seul a une inductance de 4,35nH, soit un facteur 1,55. On en déduit une minoration d'environ 30% si on se fie à l'équation Eq. A-1. Avec une distance inter-fil de 815µm, on constate finalement que les WB de notre module de puissance sont moyennement couplés électromagnétiquement. Ainsi, l'équation Eq. A-1 nous permet seulement d'estimer l'inductance minimale équivalente à l'ensemble des fils de bonding (N = 20).

Toujours selon les simulations de Z. Dou, l'inductance d'un fil de bonding de 10mils et de longueur 6,28mm a une inductance de 4,35nH, ce qui donne 7nH.cm^{-1}. Appliqué à notre géométrie, un fil de bonding de 10mils et 30mm de long aura une inductance de 21nH dans l'air : ceci

représente notre borne maximum d'inductance équivalente de la nappe (fils couplés). En appliquant l'équation Eq. A-1 (fils découplés), l'inductance minimale de la nappe de fils de bonding équivaudrait à : $L_{équ} = 21/20 \ = 1{,}05nH$. Au final, l'inductance équivalente de notre géométrie devrait se trouver entre : $1{,}05nH < L_{équ} < 21nH$, ce qui est bel et bien le cas dans notre simulation.

Quant au DLB, si on l'assimile à un gros ruban, la formulation suivante [4] peut s'appliquer :

$$L_{ribbon} = 0.2l\left[\ln\left(\frac{2l}{T+W}\right) + 0.5 + 0.22 \times \frac{(W+T)}{l}\right] \qquad \textit{Eq. A-2}$$

Avec :

- l : la longueur du ruban ;
- T : l'épaisseur du ruban ;
- W : la largeur du ruban.

L'application numérique nous donne : L_{DLB} = 28,3nH contre 40,3nH en simulation, ce qui montre la cohérence de nos résultats dans leur ordre de grandeur et ce qui confirme que le DLB est plus inductif que le WB dans l'air.

Il faut toutefois prendre ces résultats avec du recul, étant donné que ces deux interconnexions ont été simulées dans l'air et non pas dans leur maille de commutation complète. En effet, le retour électrique via le dissipateur de cuivre sur laquelle est brasée l'IGBT apporterait un effet busbar diminuant drastiquement l'inductance de connexion tout en diminuant le couplage commande/puissance par rapport au cas avec des fils de bonding. Cette étape avait été envisagée dans un premier temps mais abandonnée ensuite, du fait de nos ressources en puissance de calcul limitées.

Bibliographie - Annexe A

[1] X. Qi, « High frequency characterization and modeling of On-chip interconnects and RF IC wire bonds », Stanford University, Thèse, 2001.

[2] F. W. Grover, « Inductance calculations - Working Formulas and Tables », New York: Van Nostrand, 1946.

[3] E. B. Rosa, « The self and mutual inductances of linear conductors » and « Formulas and tables for the calculation of mutual and self-inductance », 1948.

[4] F. E. Terman, « Radio Engineers Handbook », McGraw-Hill Book Company Inc., New York, 1945.