



HAL
open science

ETUDE ET REALISATION n'UNE FONCTION INTERRUPTEUR EN TECHNOLOGIE HYBRIDE A HAUTE INTEGRATION

Charlotte Gillot

► **To cite this version:**

Charlotte Gillot. ETUDE ET REALISATION n'UNE FONCTION INTERRUPTEUR EN TECHNOLOGIE HYBRIDE A HAUTE INTEGRATION. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2000. Français. NNT: . tel-00689391

HAL Id: tel-00689391

<https://theses.hal.science/tel-00689391>

Submitted on 19 Apr 2012

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

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

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

/ / / / / / / / / / / / / / / /

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : Génie Electrique

préparée au **Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble**
dans le cadre de l'Ecole Doctorale « **Electronique, Electrotechnique, Automatique,
Télécommunications, Signal** »

présentée et soutenue publiquement

par

Charlotte GILLOT

le 29 septembre 2000

Titre :

**Etude et réalisation d'une fonction interrupteur
en technologie hybride à haute intégration**

Directeur de thèse : Christian SCHAEFFER

JURY

M. R. PERRET	, Président
M. B. DAVAT	, Rapporteur
M. J.M. DORKEL	, Rapporteur
M. C. SCHAEFFER	, Directeur de thèse
M. C. O MATHUNA	, Examineur
M. R. PERIOT	, Examineur

A Maurice

Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier tout particulièrement Robert Perret pour son accueil dans l'équipe Electronique de Puissance du LEG et la présidence du jury, Christian Schaeffer pour son encadrement au cours de cette thèse, son enthousiasme et son optimisme communicatifs. Il a su être présent dans les moments difficiles, tout en m'accordant une large autonomie. Je remercie également Bernard Davat et Jean-Marie Dorkel, rapporteurs, Robert Périot d'Alstom et Cian O Mathuna, venu d'Irlande, pour l'intérêt porté à ce travail.

Je voudrais adresser un grand merci aux personnes du LETI qui ont grandement contribué au succès du projet mené pour Alstom : Claude Massit, pour son accueil dans le laboratoire de Microconnectique et le tourisme sur les petites routes d'Irlande, David Henry, qui a suivi avec compétence le projet pour le LETI, Gilles Poupon et l'ensemble du groupe MC pour leur soutien chaleureux et leur aide précieuse lors des réalisations technologiques : François, Jean, Cathy, Jacques, Alexandra, Fanny, Michel, Guy (x 2), Pompon, Kiki, Pierrot, Jean-Charles, Fabien, Jean-Christophe, Amy, Samy.

Je ne voudrais pas oublier Alain Bricard, du GRETh, pour ses grandes connaissances en thermique, Michel Mermet-Guyennet, Luc Meysenc, la cellule PERT et le laboratoire de thermique d'ALSTOM pour le suivi des travaux de thèse et l'aide dans le test des prototypes.

Enfin, côté LEG, j'adresse mes plus vifs remerciements :

- à Stéphane Raël et Luc Meysenc, une fois de plus, pour la transmission de leurs connaissances,
- à Fabrice Breit et Wolfgang Friede, pour les tests des modules,
- aux permanents du laboratoire, ITA et chercheurs, pour l'informatique, l'électronique, la mécanique, les missions, les conseils et discussions ... et particulièrement Bruno Mallet, qui en plus de la réalisation des refroidisseurs et des bancs de tests, veille sur "les petits".
- aux thésards et DEA, pour les échanges fructueux et la bonne ambiance en salle EPTE ou à la cafet'.

Et surtout, merci Laurent.

Table des matières

Table des matières

Table des matières..... 1

Introduction générale 4

Chapitre 1 : Généralités sur les modules de puissance..... 6

1.1 Introduction 6

1.2 Structure des composants de puissance..... 6

 1.2.1 : *L'IGBT*..... 6

 1.2.2 : *Les diodes de puissance*..... 7

 1.2.3 : *Caractéristiques statiques* 8

1.3 Architecture hybride de puissance 8

 1.3.1 : *Matériaux*..... 9

 1.3.2 : *Interfaces* 10

 1.3.3 : *Encapsulation* 10

 1.3.4 : *Systèmes de refroidissement* 11

1.4 Thermique des composants de puissance..... 11

 1.4.1 : *Résistance thermique* 11

 1.4.2 : *Température de jonction*..... 12

 1.4.3 : *Outils d'analyse thermique*..... 14

 1.4.4 : *Calibre courant des modules de puissance*..... 17

1.5 Conclusion 19

Nomenclature du chapitre 1 21

Chapitre 2 : Apport de la convection forcée dans les microcanaux 22

2.1 Introduction 22

2.2 Transfert de chaleur dans les microcanaux 22

 2.2.1 : *Revue bibliographique*..... 22

 2.2.2 : *Calcul des performances* 23

2.3 Extension des refroidisseurs à microcanaux aux modules multipuces 29

 2.3.1 : *Effet d'épanouissement*..... 29

2.3.2 : <i>Refroidisseur plan équivalent</i>	30
2.4 Réalisation d'un dispositif multipuce	34
2.4.1 : <i>Description du prototype</i>	35
2.4.2 : <i>Prévision des performances</i>	36
2.4.3 : <i>Résultats expérimentaux</i>	38
2.5 Comparaison avec d'autres types de refroidisseurs	44
2.5.1 : <i>Etude bibliographique</i>	44
2.5.2 : <i>Comparaison avec un refroidisseur de type boîte à eau</i>	45
2.5.3 : <i>Apport de l'intégration du refroidisseur</i>	48
2.6 Conclusion	48
Chapitre 3 : Refroidissement double face pour les modules de puissance	52
3.1 Introduction	52
3.2 Etude bibliographique sur la connectique	52
3.2.1 : <i>Problèmes liés à la connexion par fils d'aluminium</i>	52
3.2.2 : <i>Nouvelles technologies d'interconnexion des composants de puissance</i>	53
3.3 Refroidissement double face avec connexion par plots de soudure.....	56
3.3.1 : <i>Principe</i>	56
3.3.2 : <i>Description du prototype</i>	56
3.4 Simulations thermiques : prévision des performances.....	59
3.4.1 : <i>Simulation numérique</i>	60
3.4.2 : <i>Modélisation analytique</i>	62
3.4.3 : <i>Comparaison des deux approches</i>	64
3.4.4 : <i>Synthèse des résultats</i>	65
3.4.5 : <i>Répartition de la température entre les différentes couches</i>	67
3.5 Réalisation technologique	70
3.5.1 : <i>Cheminement</i>	70
3.5.2 : <i>Choix de la technologie de réalisation des plots de brasure</i>	71
3.5.3 : <i>Technologie sur les composants</i>	75
3.5.4 : <i>Choix de l'isolation pour les DBC</i>	76
3.5.5 : <i>Technologie sur les DBC</i>	77
3.5.6 : <i>Assemblage des modules</i>	78
3.6 Caractérisations électrique et thermique	84
3.6.1 : <i>Résistance thermique</i>	84

3.6.2 : <i>Caractéristiques statiques</i>	90
3.6.3 : <i>Cyclage thermique</i>	91
3.7 Conclusion	94
Nomenclature du chapitre 3	96
Chapitre 4 : Etude du substrat	97
4.1 Introduction	97
4.2 Etude bibliographique	97
4.2.1 : <i>Généralités</i>	97
4.2.2 : <i>Technologie DBC</i>	98
4.2.3 : <i>Technologie film épais</i>	99
4.2.4 : <i>Technologie IMS</i>	100
4.2.5 : <i>Comparaison entre les différents types de substrat</i>	100
4.3 Substrat silicium	101
4.3.1 : <i>Description du substrat</i>	101
4.3.2 : <i>Comparaison avec les autres types de substrat</i>	102
4.3.3 : <i>Intégration du refroidisseur dans le substrat silicium</i>	105
4.3.4 : <i>Réalisation de substrats silicium</i>	107
4.4 Conclusion	108
Conclusion générale	110
Bibliographie	112

Introduction générale

Introduction générale

La base d'un convertisseur statique est la fonction interrupteur. Constituée de composants semiconducteurs, celle-ci assure le contrôle des transferts d'énergie.

L'évolution de ces composants conditionne les performances des structures de puissance. Ainsi, l'apparition du transistor de puissance à grille isolée, l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), a permis d'augmenter la fréquence de fonctionnement des convertisseurs, en maintenant une puissance commutable élevée. En raison de ses propriétés (commande en tension et fort calibre en tension), ce composant s'est imposé dans le domaine des moyennes et fortes puissances. A l'heure actuelle, il est utilisé pour la traction ferroviaire.

Pour atteindre un calibre courant élevé, plusieurs composants doivent être associés en parallèle. Un module IGBT est donc constitué de puces élémentaires assemblées par la technique de report à plat sur un même substrat. En raison du niveau de puissance commutable élevé et du fonctionnement à haute fréquence, les densités de puissances générées dans les composants sont importantes. Dans ces conditions, les performances électriques et thermiques du module sont fortement liées à son architecture et à son système de refroidissement.

Pour une conception optimale d'une fonction interrupteur, les contraintes électriques et thermiques ne peuvent pas être traitées séparément. Il est donc nécessaire de considérer en même temps le module et son système de refroidissement.

Pour les industriels, deux aspects sont particulièrement importants : la compacité et la fiabilité du système de puissance. Les travaux présentés dans ce mémoire s'insèrent dans une démarche d'intégration des systèmes de puissance, pour répondre à cette double demande. L'objectif visé est la diminution de la résistance thermique de l'association module – refroidisseur, pour permettre soit de réduire le nombre de puces associées en parallèle dans un module, donc d'en améliorer la compacité, soit de réduire l'élévation de température des puces, donc d'augmenter la fiabilité.

Différentes solutions peuvent être envisagées pour réduire la résistance thermique du système. L'une d'elle consiste à concevoir des refroidisseurs plus performants, une autre repose sur la modification de l'empilement constituant le module.

Dans le premier chapitre, nous présenterons la structure classique des modules de puissance (composants et architecture d'un module), ainsi que les principales notions de thermique utilisées en électronique de puissance.

Dans les chapitres suivants, nous proposerons différentes solutions pour l'amélioration des performances des modules.

Tout d'abord, dans le chapitre 2, nous étendrons l'utilisation de micro-échangeurs monophasiques pour le refroidissement de modules multipuces.

Dans le chapitre 3, nous décrirons une nouvelle technique d'interconnexion des composants de puissance, utilisant les technologies de la microélectronique. Cette technique innovante permet de refroidir les composants sur leurs deux faces, et d'améliorer les performances électriques et thermiques d'un module.

Enfin, dans le chapitre 4, nous présenterons une réflexion sur les substrats utilisables dans les modules de puissance.

Contexte scientifique et industriel

Ces travaux de thèse se sont déroulés au sein de l'équipe Electronique de Puissance du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, en collaboration avec la société Alstom. Celle-ci nous a permis de tenir compte des préoccupations industrielles liées à la conception et à la réalisation de modules de puissance, et d'utiliser les nombreux bancs de mesure dont elle dispose pour tester les prototypes réalisés au cours de la thèse.

Cette thèse nécessitant des compétences pluridisciplinaires, nous avons bénéficié de l'aide du GRETh (Groupement pour la recherche sur les échangeurs thermiques du CEA Grenoble), et plus particulièrement d'Alain Bricard, concernant les mécanismes de transfert de chaleur.

Enfin, les études présentées dans les chapitres 3 et 4 ont été menées en collaboration avec le LETI (Laboratoire d'Electronique, de Technologie et d'Instrumentation du CEA Grenoble), où nous avons pu disposer des moyens et compétences technologiques nécessaires à la réalisation des prototypes. Les travaux ont été réalisés dans le groupe Micro-Connectique, avec en particulier Claude Massit et David Henry.

Chapitre 1

Généralités sur les modules de puissance

Chapitre 1 : Généralités sur les modules de puissance

1.1 Introduction

Apparu au début des années 1980, le composant IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) s'est d'abord imposé dans le domaine de la moyenne puissance. Issu de la combinaison entre un transistor MOS et un transistor bipolaire, l'IGBT présente un certain nombre d'avantages comme la facilité de commande, une faible chute de tension à l'état passant, une vitesse de commutation élevée et un comportement électrothermique favorisant l'association parallèle. Les progrès de la technologie des semiconducteurs ont permis l'évolution des IGBT vers les domaines de plus forte puissance jusque là réservés au thyristor GTO, comme la traction ferroviaire. Déjà disponibles sur le marché avec une tenue en tension de 3300 V, les derniers modules présentés atteignent un calibre tension de 6500 V [1]. Dans ce premier chapitre, nous rappellerons les structures des composants de puissance.

L'augmentation du calibre courant des modules est permise par l'association parallèle de composants élémentaires sur un même substrat. Cependant, en raison des densités de puissance élevées dissipées par les interrupteurs, les performances électriques et thermiques du module sont fortement liées à son architecture et à son système de refroidissement. Nous présenterons donc l'assemblage typique des modules et les principaux types de refroidisseurs qui leur sont associés.

Les notions de thermique utilisées par les électroniciens de puissance (résistance thermique, température de jonction) nous permettront de définir le calibre courant des modules.

1.2 Structure des composants de puissance

Nous aborderons uniquement les composants IGBT et diodes, qui ont été utilisés pour les travaux de thèse présentés dans ce mémoire.

1.2.1 : L'IGBT

L'IGBT est un composant à structure quatre couches, alliant les modes de conduction des transistors MOS et des transistors bipolaires. Deux types de structures existent (Figure 1-1),

qui diffèrent par leur procédé de fabrication : la structure homogène (Non Punch Through) et la structure non homogène (Punch Through).

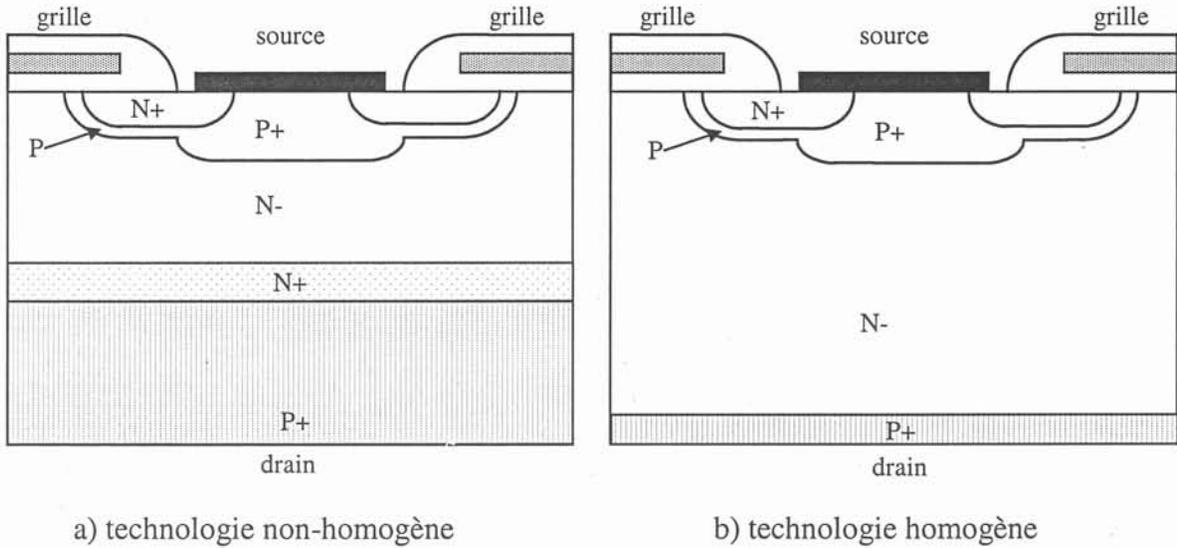


Figure 1-1 : Structures d'IGBT

Les IGBT à technologie homogène sont réalisés à partir d'une tranche de silicium de haute résistivité. Pour des raisons de tenue mécanique l'épaisseur minimale des tranches est de 200 μm , ce qui, avec les résistivités utilisées, impose un calibre en tension supérieur à 1000 V. Cette technologie est donc plutôt adaptée à la haute tension.

Les IGBT à technologie non homogène sont réalisés à partir d'une tranche de silicium de type P fortement dopée. Sur cette tranche, on fait croître par épitaxie les couches N^+ et N^- . L'épaisseur de la couche N^- est choisie suivant le calibre tension désiré. Cette structure permet d'obtenir des composants de plus basse tension.

Le réglage du compromis entre les fonctionnements MOS et bipolaire et le procédé de fabrication des deux types d'IGBT permet d'obtenir des gammes de composants aux caractéristiques électriques différentes. Il reste à l'utilisateur le choix des composants suivant le domaine d'application visé.

1.2.2 : Les diodes de puissance

Les diodes de puissance sont toujours utilisées avec les IGBT pour réaliser une fonction bidirectionnelle en courant ou une fonction roue libre. La structure d'une diode de puissance est rappelée Figure 1-2. L'épaisseur de la zone N^- faiblement dopée conditionne le calibre en tension du composant [2].

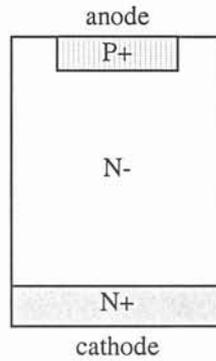


Figure 1-2 : Structure des diodes de puissance

1.2.3 : Caractéristiques statiques

Les caractéristiques directes des diodes et IGBT dépendent de la température. Un modèle linéaire simple est souvent utilisé pour les décrire :

$$V = (V_{00} - a \cdot T_j) + (r_{00} + b \cdot T_j) \cdot I, \quad (1.1)$$

où V_{00} , r_{00} , a et b sont les paramètres statiques du composant.

La loi de variation de la chute de tension directe avec la température conditionne le comportement électrothermique du composant. Avec le modèle linéaire, elle s'écrit :

$$\frac{\partial V}{\partial T_j} = b \cdot I - a. \quad (1.2)$$

Pour les diodes, ce coefficient est négatif au courant nominal "constructeur". Pour les IGBT, il est positif. Contrairement aux diodes, l'IGBT se prête donc bien aux associations parallèles : la puce la plus chaude délègue du courant vers la puce la plus froide. Le courant a tendance à s'équilibrer entre les différentes puces.

1.3 Architecture hybride de puissance

Le calibre tension des composants de puissance est entièrement déterminé par la partie silicium : il est lié à la structure verticale du composant et à la conception de sa périphérie.

Le calibre courant donné par les constructeurs est lui aussi lié à la partie silicium du composant mais il dépend surtout des contraintes thermiques imposées par les systèmes d'assemblage et de refroidissement.

La technique d'assemblage des diodes et IGBT est le report à plat. Le boîtier doit assurer : les connexions électriques entre les composants et le circuit externe, l'évacuation de la chaleur

vers le refroidisseur, la tenue mécanique de l'ensemble et l'encapsulation des composants. Le boîtier doit aussi être isolé électriquement des électrodes des composants.

Plusieurs technologies d'assemblage répondant à ces contraintes ont été étudiées, mais une seule s'est véritablement imposée et se retrouve dans tous les modules du commerce. La structure est présentée sur la Figure 1-3.

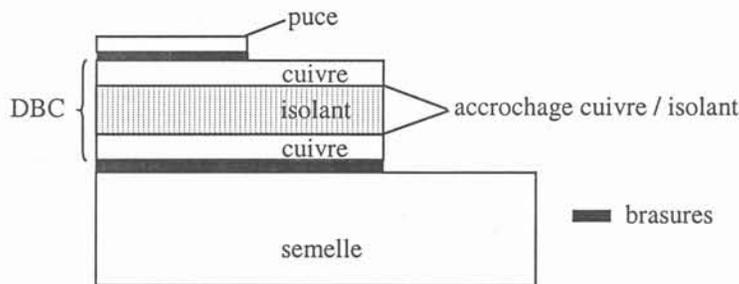


Figure 1-3 : Assemblage des composants de puissance

L'empilement est constitué de cinq couches et de quatre interfaces assurant la liaison entre les couches.

1.3.1 : Matériaux

Puce semiconductrice

La puce en silicium a été décrite dans les paragraphes précédents. Son épaisseur est de l'ordre de 250 à 350 μm .

Substrat DBC (Direct Bond Copper)

Il est constitué de trois couches : cuivre, isolant électrique, cuivre. La première couche de cuivre réalise la jonction électrique entre les électrodes extérieures et la puce.

L'isolant est généralement une céramique. Il permet l'isolation électrique entre les composants et la semelle du boîtier. Il doit être à la fois bon conducteur thermique et bon isolant électrique. Les matériaux les plus couramment utilisés sont l'alumine, le nitrure d'aluminium et l'oxyde de béryllium. Pour les modules de forte puissance, c'est principalement l' AlN qui est utilisé. Il est en effet bien meilleur conducteur thermique que l'alumine (conductivité thermique : 170 W/mK contre 20 W/mK pour l'alumine). L'épaisseur d'isolant varie entre 300 et 630 μm suivant la tenue en tension souhaitée.

La deuxième couche de cuivre assure la liaison entre la céramique et le socle et la tenue thermomécanique du substrat DBC. L'épaisseur des deux couches de cuivre varie entre 150 et 300 μm .

Semelle

La semelle du boîtier assure la tenue mécanique de l'ensemble. Elle est généralement en cuivre. Pour les modules de forte puissance les plus récents, le cuivre peut être remplacé par des matériaux composites (appelés MMC : Metal Matrix Composite) dont le coefficient de dilatation thermique est plus proche du silicium, permettant ainsi d'augmenter la durée de vie du module. Le matériau le plus souvent cité est le Al/SiC [3], [4].

1.3.2 : Interfaces

Brasures

Les liaisons puce – DBC et DBC – socle sont réalisées par des brasures d'alliage Etain / Plomb ou Etain / Plomb / Argent. Leur épaisseur (de l'ordre de 50 à 100 μm) est choisie pour limiter les contraintes thermomécaniques dues aux dilatations différentielles entre les matériaux. De plus, la première brasure, traversée par le courant, doit présenter une bonne conductivité électrique.

Accrochages

Le deuxième type d'interface concerne le substrat DBC. L'accrochage cuivre – nitrure d'aluminium nécessite une couche intermédiaire d'oxyde formée à haute température, de faible conductivité thermique.

Comme nous le verrons dans le chapitre 3, ces interfaces représentent une part non négligeable de la résistance thermique des modules.

1.3.3 : Encapsulation

Les plots de contact en aluminium des faces supérieures des puces sont connectés à la métallisation des DBC à l'aide de fils d'aluminium soudés par ultrasons. Le module est refermé par une matière plastique (sauf la face arrière de la semelle). Les espaces libres à l'intérieur du boîtier sont remplis de gel silicone.

1.3.4 : Systèmes de refroidissement

La liaison entre le module et le refroidisseur est réalisée par contact pressé avec entre les deux de la graisse thermique. La qualité de cette liaison est primordiale pour un bon fonctionnement du dispositif.

Différents systèmes de refroidissement, de performance variable, existent. Ils sont présentés dans l'ordre croissant de performance.

Les plus classiques sont les radiateurs à ailettes avec convection naturelle ou forcée d'air. Ce sont les plus simples à mettre en œuvre et de plus le fluide caloporteur (l'air) est disponible partout. D'autres principes comme les caloducs et les thermosiphons [5] sont utilisés, par exemple pour la traction ferroviaire. Basés sur des échanges diphasiques, ils permettent de capter la chaleur sur une petite surface pour l'évacuer vers une autre zone avec ailettes (court-circuit thermique) sans action mécanique externe. Il existe aussi des systèmes de boîtes à eau avec convection forcée d'un liquide. Plus performants, ils nécessitent cependant un dispositif d'entraînement du fluide.

Utilisés en premier lieu pour le refroidissement des composants de la microélectronique comme les microprocesseurs, les échangeurs à microcanaux offrent des performances élevées et un encombrement réduit. Leur utilisation pour les composants de puissance a été étudiée par L. Meysenc au cours de sa thèse [6]. Nous y reviendrons dans le chapitre 2.

1.4 Thermique des composants de puissance

Les transferts de chaleur dans les modules de puissance sont essentiellement de type conductif. La convection et le rayonnement régissent les échanges entre le module couplé à son refroidisseur et l'environnement extérieur.

Si la conduction de la chaleur s'effectue dans les trois dimensions de l'espace, une approche unidimensionnelle permet généralement d'appréhender les phénomènes de façon simple et efficace. Les électroniciens de puissance utilisent principalement la notion de résistance thermique, basée sur l'analogie thermo-électrique.

1.4.1 : Résistance thermique

La similitude entre les lois physiques régissant les phénomènes de conduction thermique et de conduction électrique permet d'établir une correspondance entre :

- flux de chaleur Φ et courant électrique

- écart de température ΔT et différence de potentiel.

On peut alors définir la résistance thermique R_{th} par la formule :

$$\Delta T = R_{th} \cdot \Phi. \quad (1.3)$$

Cette notion de résistance thermique, issue de l'analyse unidimensionnelle de la conduction peut être étendue aux régimes tridimensionnels, en définissant l'écart de température ΔT par la différence entre T_j température de jonction de la puce et T_a température de référence. Nous verrons dans le paragraphe suivant comment la température de jonction peut être définie.

Dans le cas de dispositifs multipuces, la caractérisation du module par une unique résistance thermique s'avère trop restrictive puisqu'elle suppose un parfait appairage des puces et une température identique pour toutes les puces. Pour une représentation plus précise l'équation (1.3) est remplacée par une formule matricielle [7] :

$$[\Delta T] = [R_{thp}] \cdot [\Phi] \quad (1.4)$$

avec :

n nombre de puce du module,

$[\Delta T]$ vecteur de dimension n , de $i^{\text{ème}}$ composante l'élévation de température de jonction de la puce i ,

$[\Phi]$ vecteur de dimension n , de $i^{\text{ème}}$ composante la puissance dissipée dans la puce i ,

$[R_{thp}]$ matrice carrée de dimension n , dont les éléments diagonaux sont les résistances thermiques propres des puces et les éléments non diagonaux les résistances thermiques mutuelles des puces.

1.4.2 : Température de jonction

Le concept de température de jonction permet de caractériser par une grandeur scalaire l'état thermique d'une puce. Ainsi, l'utilisateur peut savoir de façon simple si le composant fonctionne dans de bonnes conditions. La température de jonction étant le résultat d'une mesure, sa définition dépend des moyens utilisés pour cette mesure. Les deux méthodes généralement mises en œuvre sont la mesure directe, basée sur la thermographie infrarouge, et la mesure indirecte, à partir d'une grandeur électrique variant avec la température.

Mesure directe

La thermographie infrarouge permet d'accéder à la température par la mesure du flux de chaleur rayonné par le corps chaud. Elle nécessite de connaître son émissivité pour pouvoir

étalonner le dispositif de mesure. Les puces doivent donc être mises à nu et la surface recouverte d'une fine couche de peinture noire pour uniformiser son émissivité.

A l'aide d'une caméra infrarouge, on obtient le champ de température sur la surface de la puce. La température de jonction peut alors être définie par une grandeur significative comme la température moyenne de la surface, ou la température maximale.

Mesure indirecte

Elle repose sur la mesure d'un paramètre électrique, appelé thermosensible (PTS) qui varie avec la température. Pour les composants de puissance, les trois paramètres généralement utilisés sont la chute de tension directe, la tension de seuil de commande et la mesure du courant de fuite [7], [8], [9]. Dans la suite, nous utiliserons le paramètre chute de tension directe V_f , facile à mettre en œuvre et présentant une bonne reproductibilité.

Il donne une image de la température située :

- sous la couche P⁺ pour les diodes de puissance, donc au voisinage de la surface de la puce
- sous la couche N⁺ pour les IGBT non-homogènes
- sous la couche N⁻ de tenue en tension pour les IGBT homogènes.

L'utilisation de ce PTS nécessite une phase d'étalonnage à faible niveau de courant pour établir une relation entre le PTS et la température. Elle consiste à maintenir le dispositif à une température constante et à mesurer la chute de tension V_f du composant pour un courant donné I_e . On obtient une variation de la chute de tension linéairement décroissante avec la température, avec une pente de l'ordre de 2 mV/K.

Pour des mesures de température en régime permanent, le banc de mesure est présenté sur la Figure 1-4, et les formes d'ondes obtenues sur la Figure 1-5.

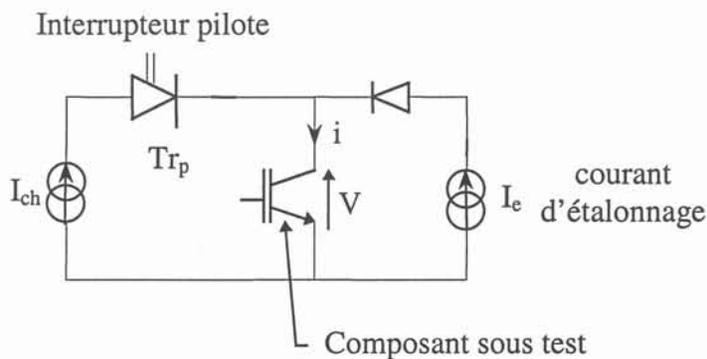


Figure 1-4 : Banc de test pour la mesure de PTS

Dans une première phase, la puissance est dissipée dans le composant sous test : un courant I_{ch} traverse le composant.

Dans une deuxième phase, on mesure l'échauffement résultant : l'interrupteur pilote Tr_p bloque le courant principal pendant une durée très courte pendant laquelle le composant est uniquement traversé par le courant d'étalonnage permettant la mesure du PTS.

Dans les deux phases, le composant sous test est commandé.

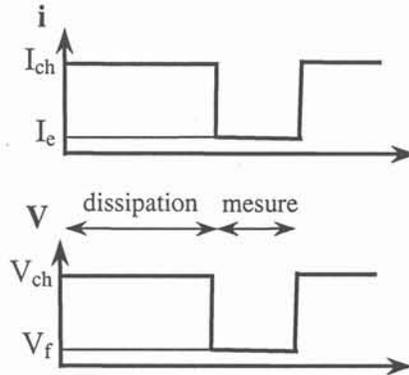


Figure 1-5 : Formes d'onde pour la mesure par PTS

Définition mathématique

A l'aide de simulations thermiques tridimensionnelles, on peut obtenir le profil de température à l'intérieur du module. Dans ce cas, nous choisissons comme définition de la température de jonction la moyenne volumique de température de la puce :

$$T_j = \frac{I}{v_{puce}} \iiint_{v_{puce}} T(x, y, z).dv , \tag{1.5}$$

où v_{puce} est le volume de la puce.

1.4.3 : Outils d'analyse thermique

Différents outils permettent d'évaluer les performances thermiques des systèmes étudiés. Certains auteurs [10] ont développé des logiciels adaptés aux spécificités de l'électronique de puissance. Nous présentons dans ce paragraphe les outils de simulation tridimensionnelle utilisés dans la suite, basés soit sur la simulation numérique, soit sur une modélisation analytique.

Simulation numérique

FLUX 3D

Le logiciel FLUX 3D, développé au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, possède un module thermique qui permet de résoudre l'équation de la conduction en régime stationnaire, par la méthode des éléments finis. La convection peut être prise en compte par une condition aux limites sur les surfaces externes (condition de Fourier avec un coefficient d'échange h). On obtient les champs de température et de densité de puissance au sein du module. Un module supplémentaire, FLUX CHIP, développé par S. Raël [7], permet de traiter le couplage électrothermique de puces associées en parallèle.

FLOTHERM

Le logiciel FLOTHERM, de la société Flomerics, conçu pour étudier les aspects thermiques des équipements électroniques, fournit à la fois une étude complète de l'écoulement fluide et une analyse thermique du système. Il permet la résolution des trois équations fondamentales : équation de la chaleur, équation de continuité et équation de Navier-Stokes, à partir d'une discrétisation en volumes finis de forme parallélépipédique. On obtient la température en tout point du système, ainsi que les champs de pression et de vitesse de l'écoulement fluide. Le logiciel peut également traiter les régimes transitoires.

Modélisation analytique

Nous utilisons la modélisation développée par S. Raël dans son rapport post-doctoral [11]. Elle permet d'obtenir, par un calcul analytique, le champ de température régnant dans une architecture typique de l'électronique de puissance en régime stationnaire.

Nous considérons le cas d'une dissipation multisource sur un échangeur multicouche. Les résultats sont valables pour un empilement parallélépipédique non pyramidal (Figure 1-6).

Dans un premier temps, les puces sont considérées comme des zones surfaciques situées sur la face supérieure de l'échangeur, générant des densités de flux uniformes.

L'équation différentielle de la conduction thermique est résolue par la méthode de séparation des variables, en développant la fonction source de puissance en série de Fourier.

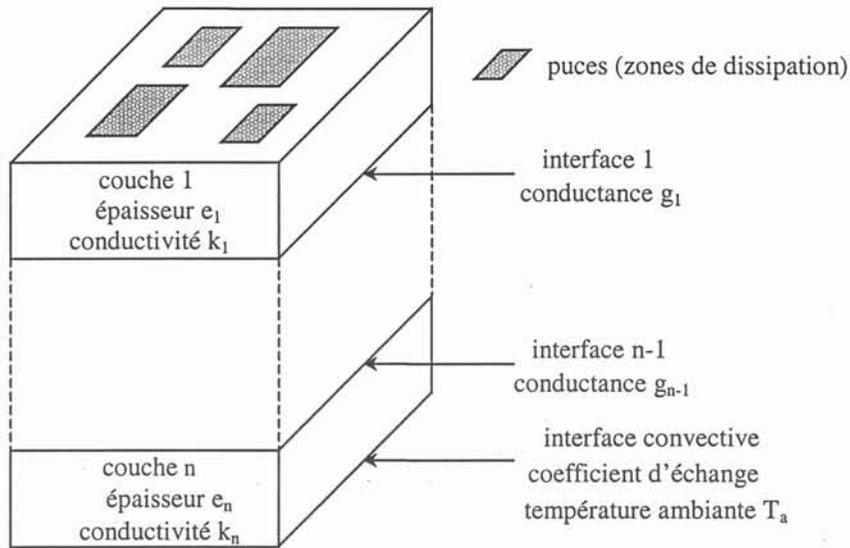


Figure 1-6 : Problème de l'échangeur plan d'après [11]

On peut établir une formulation matricielle pour la caractérisation thermique stationnaire du dispositif multisource :

$$[\Delta T_s] = [R_{thc}] \cdot [\Phi], \quad (1.6)$$

avec :

$[\Delta T_s]$ vecteur de dimension n , de $i^{\text{ème}}$ composante la valeur moyenne surfacique du profil élévation de température de la zone de dissipation i ,

$[\Phi]$ vecteur de dimension n , de $i^{\text{ème}}$ composante la puissance dissipée dans la zone de dissipation i ,

$[R_{thc}]$ matrice résistance thermique de l'échangeur.

On obtient la matrice $[R_{thc}]$ par des formules analytiques à partir des dimensions des différentes couches, de leur conductivité thermique, de la conductance des interfaces, du coefficient d'échange en face arrière, des dimensions et positions des puces. Les calculs complets figurent dans [11].

Ensuite, les puces sont réintroduites en tant qu'entités volumiques par le biais d'une matrice diagonale $[R_{ths}]$ définie, en notant e_{pi} et k_{pi} , et e_{bi} et k_{bi} , les épaisseurs et conductivités respectivement de la puce i et de sa brasure, par :

$$R_{thsii} = \frac{e_{pi}}{3k_{pi}S_{pi}} + \frac{e_{bi}}{k_{bi}S_{pi}} \text{ pour } i \text{ compris entre } 1 \text{ et } n, \quad (1.7)$$

S_{pi} étant la section de la puce i .

La matrice résistance thermique $[R_{thp}]$ du système est alors définie par :

$$\begin{aligned} R_{thpii} &= R_{thcii} + R_{thsii} \\ i \neq j &\Rightarrow R_{thpij} = R_{thcij} \end{aligned} \quad (1.8)$$

On peut maintenant écrire la formulation matricielle reliant l'écart de température des puces à la puissance dissipée par chaque puce :

$$[\Delta T_p] = [R_{thp}] \cdot [\Phi], \quad (1.9)$$

avec :

$[\Delta T_p]$ vecteur de $i^{\text{ème}}$ composante la valeur moyenne surfacique du profil élévation de température de la puce i ,

$[\Phi]$ vecteur de $i^{\text{ème}}$ composante la puissance dissipée dans la puce i ,

$[R_{thp}]$ matrice dont l'élément diagonal R_{thpii} représente la résistance thermique propre de la puce i , et dont l'élément non diagonal R_{thpij} représente la résistance thermique de couplage de la puce j sur la puce i .

1.4.4 : Calibre courant des modules de puissance

Définition

Les principes généraux de la thermique des modules de puissance étant posés, nous allons pouvoir définir le calibre courant d'un module.

De par son évolution vers la forte puissance et des vitesses de commutation élevées, les IGBT présentent des pertes en conduction et en commutation importantes. Les densités de puissance que peuvent dissiper ces composants sont uniquement limitées par les performances thermiques des systèmes de refroidissement : la température de jonction de la puce ne doit pas dépasser une certaine valeur pour des raisons de fiabilité et de durée de vie des modules.

Le calibre courant est donc défini à partir d'un critère thermique : la température de jonction doit rester inférieure à 125 °C.

Par exemple, pour un régime de conduction continue, la puissance dissipée s'exprime par le produit du courant I_{ds} et de la tension drain - source V_{ds} , celle-ci étant fonction du courant et de la température de jonction.

La température de jonction s'exprime alors par la relation :

$$T_j = T_a + R_{th} \cdot I_{ds} \cdot V_{ds}(I_{ds}; T_j) \quad (1.10)$$

où T_a est la température du milieu ambiant (en général celle du fluide caloporteur) et R_{th} représente la résistance thermique du module avec son refroidisseur. On peut donc calculer le courant maximum que l'on peut faire circuler dans le composant sans dépasser 125 °C pour la température de jonction.

Cependant, les modules étant vendus indépendamment des refroidisseurs, les fabricants définissent le courant nominal du module à partir de la résistance thermique jonction – boîtier et de la température du boîtier T_c , sans toujours préciser la valeur choisie pour T_c . On ne pourra donc faire circuler le courant nominal dans un module que si le système de refroidissement est adapté.

L'approche des constructeurs sous-entend que la résistance thermique globale du module avec son refroidisseur peut être séparée en deux termes : la résistance thermique jonction – boîtier et la résistance thermique boîtier – milieu ambiant. Comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant, cette représentation est erronée.

Epanouissement du flux de chaleur et résistance thermique

Pour réduire la résistance thermique de l'architecture, on a intérêt à augmenter les surfaces d'échange en épanouissant le flux de chaleur dans les trois dimensions.

La performance du refroidisseur peut être mesurée par le coefficient d'échange convectif h entre les parois du refroidisseur et le fluide caloporteur.

La qualité du refroidissement (donc la valeur de h) influe directement sur l'effet d'épanouissement dans le module. Celui-ci peut être représenté par une grandeur E_p définie comme la diminution de la résistance thermique de la puce relativement au cas unidimensionnel :

$$E_p = \frac{R_{th\ 1D} - R_{th\ 3D}}{R_{th\ 1D}} \quad (1.11)$$

Cette notion a été définie et développée par S. Raël dans sa thèse [7].

L'influence du coefficient h sur la résistance thermique d'une puce et sur l'effet d'épanouissement a été calculée à l'aide de la modélisation 3D d'un empilement classique de puissance décrit au paragraphe 1.3. Les résultats sont présentés sur la Figure 1-7.

Ces courbes nous permettent de constater que plus le refroidisseur est performant, plus la résistance thermique et l'épanouissement diminuent. Or, si l'épanouissement diminue, cela signifie que la résistance thermique jonction – boîtier augmente (la surface d'échange étant plus faible).

Les résistances thermiques jonction – boîtier et boîtier – milieu ambiant sont donc couplées et la résistance thermique du module donnée par le constructeur n'est valide que pour un refroidisseur donné.

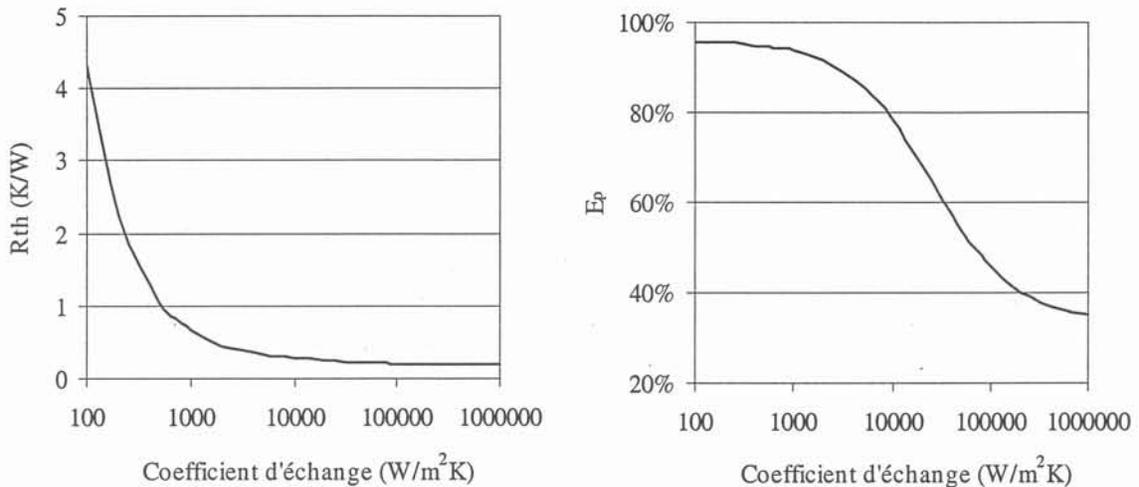


Figure 1-7 : Résistance thermique et effet d'épanouissement en fonction de h

1.5 Conclusion

Comme nous avons pu voir dans ce premier chapitre, les performances électriques d'un module sont indissociables de son système de refroidissement. A l'heure actuelle, les constructeurs dimensionnent les module pour un refroidisseur de performance moyenne. Si on les couple avec un refroidisseur performant, une partie de l'assemblage du module n'est pas utilisée puisque l'épanouissement de la chaleur est réduit. Pour une conception optimale, il est donc nécessaire de considérer en même temps le module et son refroidisseur.

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire s'insèrent dans une démarche d'intégration des systèmes de puissance pour en améliorer la compacité et les performances [12]. Cela passe par une diminution de la résistance thermique de l'association module / refroidisseur. En effet, cette diminution permet :

- pour un nombre de puces donné soit :
 - d'augmenter la puissance commutable
 - de réduire l'élévation de température des puces (augmentation de la durée de vie)
 - d'augmenter la fréquence de fonctionnement du convertisseur

- pour un calibre courant donné, de réduire le nombre de puces à associer en parallèle (réduction du volume et du coût).

Différentes solutions peuvent être mises en place pour réduire la résistance thermique du système.

La première consiste à augmenter la surface de la zone de dissipation thermique. La taille d'une puce d'IGBT étant limitée, pour des raisons technologiques, à un pavé de 14 mm de côté, l'augmentation de la surface de silicium passe par l'association parallèle de plusieurs puces d'IGBT. Cette solution nécessite une bonne répartition du courant et du flux de chaleur entre les différentes puces, ce qui dépend du comportement électrothermique des composants. Elle a été développée par S. Raël au cours de sa thèse [7].

La deuxième solution consiste à concevoir des refroidisseurs plus efficaces. Cette démarche a été adoptée par L. Meysenc [6]. Il a étudié les performances d'échangeurs à microcanaux, en régime monophasique ou diphasique. La puce était directement brasée sur le refroidisseur en cuivre. Nous avons étendu cette démarche à un module multipuce. Les résultats sont présentés dans le chapitre 2.

Une troisième solution, qui a été plus particulièrement étudiée, est présentée dans les chapitres 3 et 4. Elle repose sur la modification de l'empilement afin de réduire les résistances thermiques d'interface. Dans un premier temps, des refroidisseurs à microcanaux ont été intégrés au plus près des puces. Ils sont directement brasés sur le substrat DBC. Une réflexion sur les techniques d'interconnexion nous a permis de refroidir les composants par leurs faces inférieures et supérieures, augmentant ainsi la surface d'échange. Enfin, une étude a été initiée pour remplacer le substrat DBC par un substrat silicium avec couches minces.

Nomenclature du chapitre 1

a	paramètre statique d'un composant	V/K
b	paramètre statique d'un composant	Ω/K
e	épaisseur	m
E_p	effet d'épanouissement	-
g	conductance thermique	W/m^2K
h	coefficient d'échange	W/m^2K
I	courant	A
k	conductivité thermique	W/mK
n	nombre de puces	-
r	résistance	Ω
R_{th}	résistance thermique	K/W
T	température	K
v	volume	m^3
V	tension	V
V_f	chute de tension directe	V

Symboles grecs

ΔT	écart de température	K
Φ	puissance	W

Indices

a	ambient
b	brasure
c	boîtier
ch	charge
ds	drain-source
e	étalonnage
j	jonction
p	puce
s	source

Chapitre 2

Apport de la convection forcée dans les microcanaux

Chapitre 2 : Apport de la convection forcée dans les microcanaux

2.1 Introduction

L'évolution des composants électroniques a conduit à une augmentation des densités de puissance dissipées, rendant insuffisant le refroidissement par air, dispositif le plus simple et le plus utilisé. La convection forcée d'un liquide permet d'améliorer considérablement les performances thermiques des systèmes électroniques.

Proposés au début des années quatre-vingt pour le refroidissement des composants de la microélectronique comme les processeurs, les échangeurs à microcanaux s'avèrent particulièrement performants. Compacts, ils peuvent être intégrés directement dans le module, à la place de la semelle en cuivre. La résistance thermique du système est alors réduite de deux façons :

- suppression de l'interface boîtier / refroidisseur constituée de graisse thermique
- augmentation de l'échange convectif entre le fluide et les parois du refroidisseur.

Après une présentation succincte de différentes études réalisées sur la convection dans les microcanaux, nous rappellerons l'analyse unidimensionnelle généralement utilisée pour prévoir les performances de ce type d'échangeur.

Au cours de sa thèse [6], L. Meysenc a étudié le refroidissement de composants de puissance à l'aide de microcanaux. Il s'agissait de dispositifs avec une seule puce, le composant étant directement brasé sur un bloc de cuivre dans lequel avaient été usinés les canaux. Nous avons étendu sa démarche à des modules multipuces. Cela nécessite une modélisation tridimensionnelle qui sera décrite dans la deuxième partie de ce chapitre. Enfin, nous présenterons les résultats expérimentaux obtenus sur un module constitué de trente-deux puces en parallèle et nous les comparerons à d'autres types de refroidisseurs.

2.2 Transfert de chaleur dans les microcanaux

2.2.1 : Revue bibliographique

L'utilisation de refroidisseurs à microcanaux pour les composants électroniques a été proposée en premier lieu par D.B. Tuckerman et R.F.W. Pease [13]. Ils ont analysé le régime

laminaire établi dans des canaux de section rectangulaire réalisés dans du silicium. Dans les nombreuses études qui ont suivi, les différents auteurs ont modifié et amélioré la structure initiale.

Phillips [14] a publié une étude bibliographique complète concernant les refroidisseurs à microcanaux. Il donne une analyse détaillée des écoulements en régime laminaire ou turbulent, établi ou en cours de développement. Il étudie aussi l'effet de la variation des paramètres géométriques sur la résistance thermique (rapport des largeurs de l'ailette et du canal, hauteur et rapport de forme du canal, épaisseur du substrat, longueur des canaux).

Knight [15] propose une analyse des régimes laminaire et turbulent pour un refroidissement avec de l'air. Il montre que dans certains cas le régime turbulent donne de meilleures performances. Il donne une méthode d'optimisation du nombre d'ailettes et compare son analyse à des résultats expérimentaux.

Weisberg [16] résout numériquement par la méthode des éléments finis le problème thermohydraulique pour un régime laminaire établi et pour différents rapports de forme du canal. Il propose une méthode d'optimisation utilisant les résultats de la résolution numérique.

Copeland [17] présente un refroidisseur à microcanaux avec de multiples entrées - sorties. Il donne des modèles analytiques et numériques ainsi que des résultats expérimentaux.

2.2.2 : Calcul des performances

Analyse unidirectionnelle

Cette analyse est utilisée par la plupart des auteurs pour le dimensionnement des refroidisseurs à microcanaux.

L'échangeur sur lequel est fixé le composant est représenté sur la Figure 2-1.

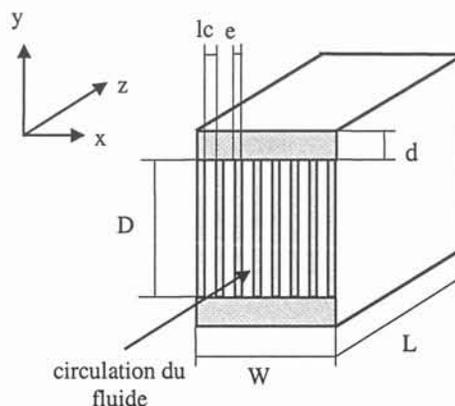


Figure 2-1 : Microcanaux

Le fluide circulant dans les canaux permet d'évacuer la chaleur dissipée par le composant.

Les hypothèses sont les suivantes :

- la chaleur est générée uniformément sur la face supérieure du refroidisseur,
- la conduction de la chaleur dans le diffuseur du refroidisseur (zone entre la face supérieure de l'échangeur et le haut des canaux) et dans les ailettes dans la direction de circulation du fluide est négligeable,
- le flux de chaleur est uniforme sur les parois.

Dans ce cas, les profils de température du fluide et des parois du refroidisseur sont linéaires (Figure 2-2), et l'écart entre les deux est constant sur toute la longueur du refroidisseur.

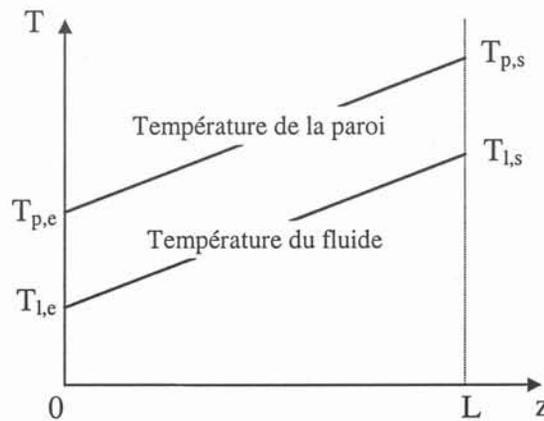


Figure 2-2 : Profils de température

On peut alors définir deux résistances thermiques. La première, R_{thcap} , est due au réchauffement du fluide à travers les canaux. Elle s'exprime par :

$$R_{thcap} = \frac{T_{l,s} - T_{l,e}}{P} = \frac{l}{\rho C_p Q} \quad (2.1)$$

La seconde, R_{thconv} , modélise l'écart de température entre le fluide et la paroi des canaux, dû à la convection :

$$R_{thconv} = \frac{T_p - T_l}{P} \quad (2.2)$$

Si l'on considère que la convection est caractérisée par un coefficient d'échange h uniforme sur les parois et que la base inférieure des ailettes est adiabatique, un calcul analytique prenant en compte la conduction dans les ailettes donne R_{thconv} :

$$R_{thconv} = \frac{l}{hnL(2\beta D + lc)} \quad (2.3)$$

où β représente l'efficacité de l'ailette :

$$\beta = \frac{\tanh\left(\sqrt{2 h/e k_p} D\right)}{\sqrt{2 h/e k_p} D} . \quad (2.4)$$

Ces formules permettent de définir la résistance thermique globale de l'échangeur par :

$$R_{th} = R_{thcap} + R_{thconv} . \quad (2.5)$$

Obtention du coefficient d'échange

Le coefficient d'échange h permet une formulation globale de l'échange de chaleur entre le fluide et les parois du canal. Ce coefficient est fonction :

- des propriétés du fluide
- de la géométrie des canaux (forme, dimensions, rugosité des parois)
- du type d'écoulement (laminaire, turbulent, établi ou en cours de développement).

Il est généralement obtenu par une analyse dimensionnelle faisant intervenir trois nombres.

1. Le nombre de Reynolds : il caractérise directement l'écoulement. Il donne la nature du régime (laminaire ou turbulent).

$$Re = \frac{\rho v D_h}{\mu} . \quad (2.6)$$

2. Le nombre de Prandtl : il ne dépend que des propriétés physiques du fluide.

$$Pr = \frac{\mu C_p}{k_l} . \quad (2.7)$$

3. Le nombre de Nusselt : il donne la valeur du coefficient d'échange h .

$$Nu = \frac{h D_h}{k_l} . \quad (2.8)$$

Le diamètre hydraulique pour un canal de section rectangulaire s'exprime par :

$$D_h = \frac{2 D l_c}{(D + l_c)} . \quad (2.9)$$

Le nombre de Nusselt est déterminé à l'aide de relations empiriques obtenues en corrélant des résultats issus de l'expérimentation avec un ensemble de nombres sans dimension. Dans la plupart des cas, le Nusselt s'exprime en fonction du Reynolds et du Prandtl. L'utilisation de ces corrélations nécessite la connaissance de leur domaine de validité.

Différentes corrélations sont utilisées suivant le régime d'écoulement et la géométrie des canaux. Des tables permettent aussi de calculer le nombre de Nusselt pour des régimes non établis.

Généralement établies pour des canaux de taille millimétrique, les corrélations doivent être vérifiées pour des canaux plus petits. Ainsi, par exemple, la limite entre les régimes laminaire et turbulent est souvent fixée, pour des canaux rectangulaires de taille millimétrique ou microscopique, à un Reynolds de l'ordre de 2300. D'après certains auteurs [18], cette limite intervient pour des Reynolds de 1000 à 1500 dans les canaux de petite taille (de quelques centaines de micromètres de large).

Différentes corrélations sont rappelées dans la thèse de L. Meysenc [6]. Nous retiendrons à titre d'exemple celle qu'il a vérifiée pour des microcanaux de section rectangulaire usinés dans du cuivre, valable pour un régime laminaire établi, si le flux de chaleur est uniformément réparti sur trois faces des canaux, la face inférieure étant considérée adiabatique :

$$Nu = -14,859 + 65,623 G - 71,907 G^2 + 29,384 G^3 . \quad (2.10)$$

G est un paramètre géométrique introduit par A. Bejan [19] :

$$G = \frac{(D/lc)^2 + 1}{(D/lc + 1)^2} . \quad (2.11)$$

Pour les régimes non établi (hydrauliquement et/ou thermiquement), des tables permettent le calcul du Nusselt [20].

Citons aussi une corrélation utilisable en régime turbulent :

$$Nu = 0,012(Re^{0,87} - 280) + Pr^{0,4} , \quad (2.12)$$

valable pour un Prandtl compris entre 1,5 et 500 et un Reynolds compris entre 3000 et 10^6 .

Calcul des contraintes

Pour prendre en compte les contraintes liées à l'écoulement du fluide, il reste à calculer les pertes de pression le long des canaux. Pour cela, on introduit un quatrième nombre sans dimension, appelé coefficient de frottement :

$$C_f = \frac{\tau_p}{\frac{1}{2}\rho v^2} . \quad (2.13)$$

En régime établi, les pertes de pression sont données par :

$$\Delta p = 4 C_f \frac{L}{D_h} \rho \frac{v^2}{2} . \quad (2.14)$$

Comme pour le nombre de Nusselt, le coefficient de frottement est obtenu par des corrélations en fonction du nombre de Reynolds.

En régime laminaire établi [6], le coefficient de frottement peut être calculé par la formule :

$$C_f = \frac{4,7 + 19,64 G}{Re} . \quad (2.15)$$

En régime turbulent, on peut utiliser la relation suivante :

$$C_f = (0,0929 + 1,01612 D_h/L) Re^{-0,268 - 0,3193 D_h/L} . \quad (2.16)$$

La puissance nécessaire à la circulation du fluide dans l'échangeur à microcanaux s'exprime par le produit des pertes de pression par le débit volumique total :

$$P_m = \Delta p Q . \quad (2.17)$$

Optimisation

L'approche analytique ainsi que les corrélations donnant le coefficient d'échange décrites dans les paragraphes précédents permettent d'optimiser les performances des refroidisseurs à microcanaux. Le problème consiste à déterminer les grandeurs géométriques du canal et la vitesse du fluide permettant d'obtenir la résistance thermique la plus faible, tout en respectant les contraintes de l'écoulement que sont les pertes de pression totales ou la puissance motrice. Les grandeurs du problème sont classées en quatre groupes présentés dans le Tableau 2-1 (issu de [6]).

Tableau 2-1 : Classification des grandeurs du problème

LES DONNEES DU PROBLEME	<ul style="list-style-type: none"> • taille de la puce • propriétés thermiques du socle et de l'ensemble des constituants • type de fluide et ses propriétés
LES GRANDEURS A OPTIMISER	<ul style="list-style-type: none"> • profondeur d'un canal • largeur d'un canal • largeur d'une ailette • vitesse du fluide
LES CONTRAINTES	<ul style="list-style-type: none"> • pertes de pression totales • puissance motrice utile
LA GRANDEUR A MINIMISER	<ul style="list-style-type: none"> • résistance thermique totale

Des calculs d'optimisation sous contraintes ont été effectués par L. Meysenc [6], [21] à l'aide d'algorithmes génétiques, et par C. Perret [22] avec le logiciel PASCOMA [23], qui utilise des algorithmes numériques d'optimisation.

Les algorithmes génétiques sont particulièrement bien adaptés aux problèmes thermiques, puisqu'ils s'affranchissent assez bien des discontinuités (passage laminaire – turbulent).

De plus, les deux types d'outils permettent de fixer le domaine d'évolution des grandeurs géométriques, tenant compte des critères de réalisation. Par exemple, la largeur du canal est fixée par la taille de la fraise scie utilisée pour l'usinage et ne peut être inférieure à une certaine valeur (de l'ordre de 200 μm).

Les calculs de L. Meysenc convergent vers un régime laminaire, auquel nous nous intéresserons plus particulièrement dans la suite.

Validation du modèle

L. Meysenc a réalisé des prototypes pour valider le modèle analytique donné par les équations (2.1), (2.3) et (2.5), ainsi que la corrélation (2.10) donnant le coefficient d'échange en régime laminaire établi.

Les prototypes consistaient en une puce d'IGBT brasée sur un bloc de cuivre. Les microcanaux ont été usinés sur une surface égale à celle de la puce. La largeur des canaux était de l'ordre de quelques centaines de micromètres (230 et 311 μm), la profondeur comprise entre 730 μm et 3 mm. Une photographie de l'un des prototypes est présentée sur la Figure 2-3.

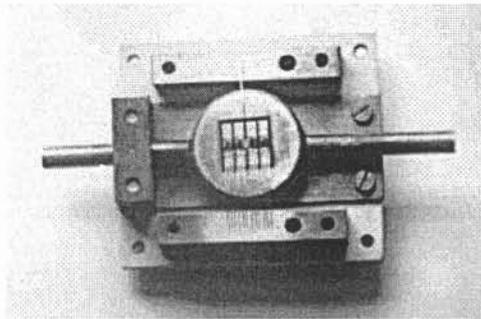


Figure 2-3 : Photographie d'un prototype [6]

Les expérimentations ont montré une bonne concordance entre les mesures et le modèle unidirectionnel [24].

2.3 Extension des refroidisseurs à microcanaux aux modules multipuces

2.3.1 : Effet d'épanouissement

Les résultats présentés précédemment sont valables seulement si la surface supérieure du refroidisseur est uniformément chauffée et si la température est supposée constante dans la direction x . La modélisation unidimensionnelle, simple, s'applique donc bien à un système monopuce, lorsque les canaux s'intègrent dans un volume inscrit dans la projection verticale de la puce. Cependant, dans un module multipuce, les microcanaux peuvent s'étendre au-delà du périmètre des sources de chaleur. Dans ce cas, le flux de chaleur s'épanouit dans les trois directions, et un outil de simulation tridimensionnelle devient nécessaire pour prévoir les performances thermiques du module.

Pour quantifier l'effet d'épanouissement, nous avons simulé à l'aide du logiciel FLUX3D une partie du prototype multipuce qui sera présenté au paragraphe 2.4.

Le dispositif est constitué d'une puce en silicium de $11 \times 11 \text{ mm}^2$ brasée sur un refroidisseur en cuivre de surface $25 \times 18 \text{ mm}^2$. Pour des raisons de symétrie, seule une moitié du dispositif est représentée (Figure 2-4). Les canaux ont une largeur de $200 \mu\text{m}$ et une profondeur de 2 mm .

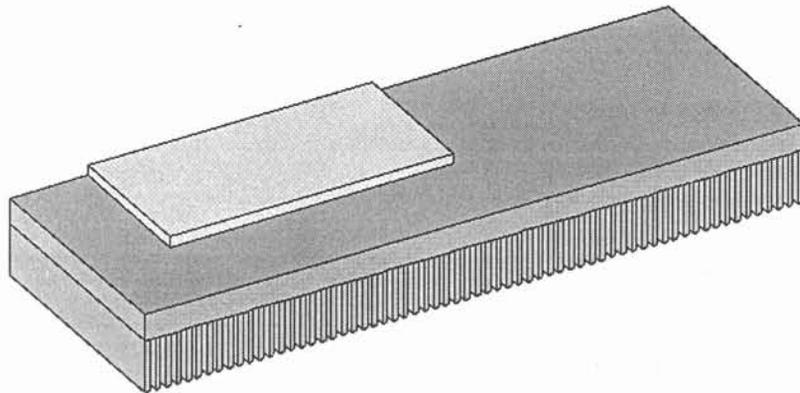


Figure 2-4 : Dispositif avec microcanaux

On considère une dissipation de puissance P uniforme dans le volume de la puce. Le logiciel prend en compte la conduction de la chaleur dans la puce, la brasure et le refroidisseur. Une condition d'échange convectif est appliquée sur les trois parois des canaux, le coefficient d'échange h étant supposé constant sur toutes les parois. La température ambiante T_a est supposée constante.

La résistance thermique tridimensionnelle est calculée à partir de la température moyenne volumique de la puce :

$$R_{th3D} = \frac{\left[\frac{I}{v_{puce}} \iiint_{v_{puce}} T(x, y, z) \cdot dv \right] - T_a}{P} \quad (2.18)$$

Cette résistance est comparée à la résistance obtenue par le calcul unidimensionnel : on ajoute à la résistance thermique de convection donnée par (2.3) les résistances de conduction de la puce, de la brasure et de la partie en cuivre du refroidisseur au dessus des microcanaux.

L'effet d'épanouissement est caractérisé par la grandeur E_p , définie au chapitre 1 :

$$E_p = \frac{R_{th1D} - R_{th3D}}{R_{th1D}} \quad (2.19)$$

L'évolution du paramètre E_p est représentée sur la Figure 2-5 en fonction du coefficient d'échange h .

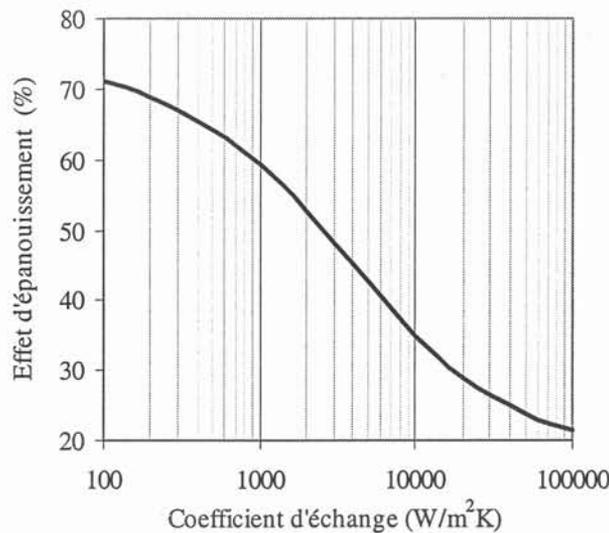


Figure 2-5 : Effet d'épanouissement en fonction du coefficient d'échange

Pour un refroidisseur à microcanaux avec circulation d'eau, le coefficient d'échange est de l'ordre de 10^3 à 10^4 W/m²K, ce qui correspond à un effet d'épanouissement supérieur à 35 %. Ce résultat montre qu'une approche tridimensionnelle est nécessaire pour modéliser un module avec un tel refroidissement.

2.3.2 : Refroidisseur plan équivalent

Dans le cas d'un module multipuce avec un refroidisseur à microcanaux intégré, le rapport entre la largeur du module et la largeur d'un canal est grand. Lorsqu'un module complet est

simulé à l'aide d'un logiciel 3D à éléments finis, l'étape de maillage est longue et délicate. De plus, les temps de résolution du problème sont très longs en raison du nombre élevé de mailles. Nous avons donc repris à notre compte une approche simplifiée proposée par S. Raël [11], permettant de remplacer le refroidisseur à microcanaux par un refroidisseur plan.

Considérons une structure plane de surface S constituée de trois couches représentant une puce, une brasure et un diffuseur, en contact parfait (Figure 2-6).

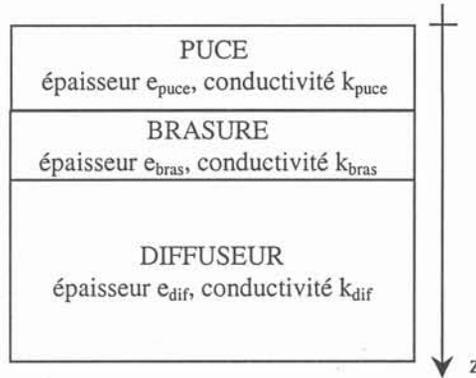


Figure 2-6 : Refroidissement plan unidirectionnel

On suppose que la conduction de la chaleur est unidirectionnelle suivant z . La puce est source de dissipation volumique uniforme. En face arrière du diffuseur on applique une condition d'échange convectif caractérisée par un coefficient h_{eq} . La résolution de l'équation de la chaleur donne le profil de température suivant z . En moyennant le profil de température sur l'épaisseur de la puce, on obtient pour la résistance thermique de l'empilement :

$$R_{th} = \frac{e_{puce}}{3k_{puce}S} + \frac{e_{bras}}{k_{bras}S} + \frac{e_{dif}}{k_{dif}S} + \frac{1}{h_{eq}S} \quad (2.20)$$

Le premier terme est associé à la source de dissipation volumique. Les deux termes suivants sont associés aux couches dans lesquelles ne s'effectuent que des transferts de chaleur par conduction. Enfin, le troisième terme représente l'échange convectif en face arrière.

Dans le paragraphe 2.2, nous avons vu que l'échange convectif dans le cas du refroidisseur à microcanaux pouvait s'exprimer sous la forme :

$$R_{thconv} = \frac{1}{hnL(2\beta D + lc)} \quad (2.21)$$

La surface du refroidisseur étant donnée par :

$$S = nL(e + lc), \quad (2.22)$$

il vient une équivalence entre le refroidisseur à microcanaux et le refroidisseur plan qui s'exprime par la relation suivante :

$$h_{eq} = \frac{h}{lc + e} (2\beta D + lc) . \quad (2.23)$$

L'effet d'ailette peut donc être vu comme un accroissement du coefficient d'échange.

Pour les simulations tridimensionnelles, on peut remplacer le refroidisseur à microcanaux avec un coefficient d'échange h appliqué sur les trois faces des canaux par un refroidisseur plan de même surface et un coefficient d'échange en face arrière h_{eq} défini par la relation précédente (Figure 2-7).

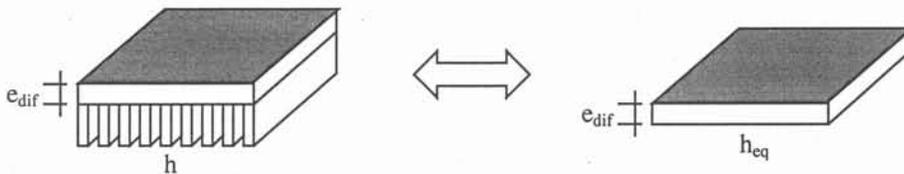


Figure 2-7 : Équivalence entre les refroidisseurs à microcanaux et plan

S. Raël a validé cette démarche dans différents cas [11] à l'aide de FLUX3D, pour des dissipations avec une ou plusieurs puces. Si l'erreur relative commise sur la résistance thermique propre des puces est faible, elle est plus importante sur les résistances mutuelles entre puces. Cependant, dans le cas du refroidissement par microcanaux, celles-ci sont négligeables devant les résistances thermiques propres des puces, ce qui permet de relativiser les erreurs commises.

Nous avons vérifié la validité de cette approche pour le module présenté sur la Figure 2-4, en le comparant au dispositif plan de la Figure 2-8 à l'aide de FLUX3D.

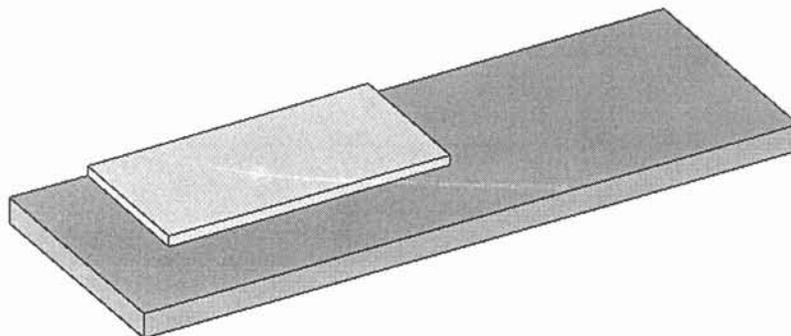


Figure 2-8 : Dispositif plan équivalent à celui de la Figure 2-4

Les résistances thermiques des deux dispositifs ainsi que l'erreur relative entre les deux sont données sur la Figure 2-9 et la Figure 2-10 en fonction du coefficient d'échange.

L'erreur relative reste inférieure à 5 % sur une large plage de variation du coefficient d'échange, validant ainsi l'approche simplificatrice du refroidisseur plan équivalent pour les dimensions de canal retenues.

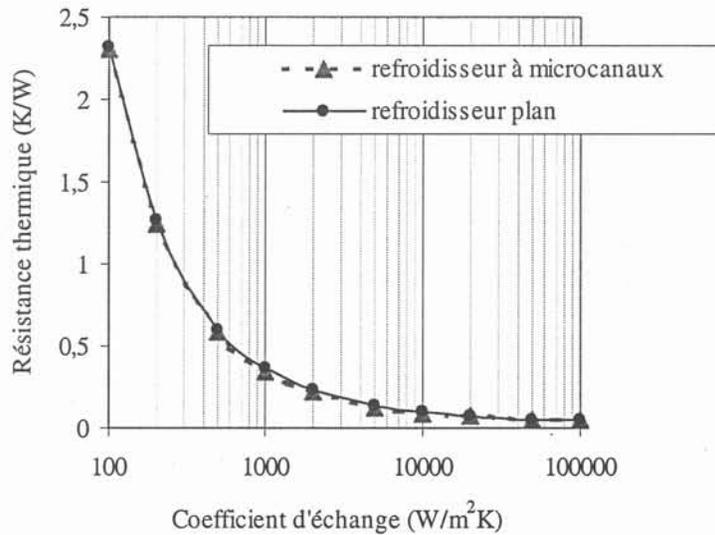


Figure 2-9 : Résistances thermiques des dispositifs plan et à microcanaux

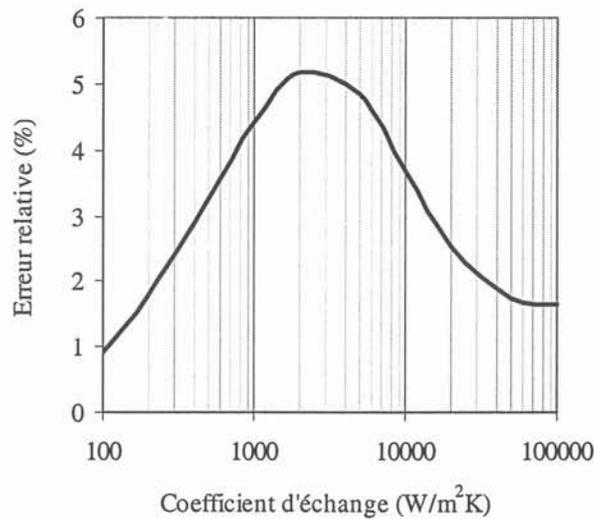


Figure 2-10 : Erreur relative

La démarche générale permettant de calculer les performances thermiques d'un module multipuce refroidi par microcanaux est résumée sur la Figure 2-11. Le calcul de la résistance thermique tridimensionnelle peut être effectué à l'aide des logiciels de simulation FLOTHERM ou FLUX3D, ou encore en utilisant la modélisation analytique tridimensionnelle décrite dans le paragraphe 1.4.3. Avec celle-ci, la démarche présentée ci-dessous s'avère particulièrement simple et rapide à mettre en œuvre et ne nécessite pas de logiciel spécifique.

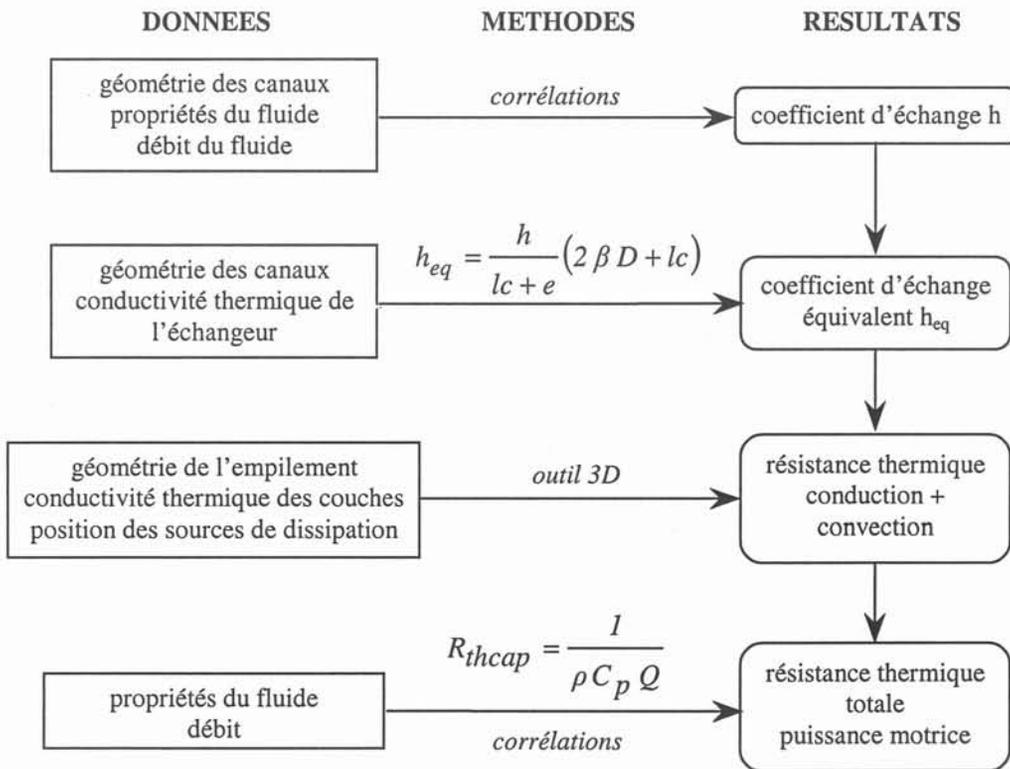


Figure 2-11 : Démarche générale pour le calcul de la résistance thermique d'un module

2.4 Réalisation d'un dispositif multipuce

Un dispositif multipuce a été réalisé et testé pour montrer la faisabilité du refroidissement par microcanaux pour un module complet constitué de plusieurs puces en parallèle [25], [26].

2.4.1 : Description du prototype

Le dispositif est constitué de trente-deux puces associées en parallèle. Les puces sont des IGBT Siemens, de surface active $11 \times 11 \text{ mm}^2$, de calibre tension 1600 V et de calibre courant 50 A. Les puces sont directement brasées sur un support en cuivre où des microcanaux ont été usinés. L'électrode de drain est directement fixée sur ce support (le refroidisseur et l'eau sont donc au potentiel du drain). Les électrodes de source et de grille sont fixées sur un substrat DBC, lui-même brasé sur le support. Les connexions entre le composant et le DBC sont réalisées à l'aide de fils d'aluminium de diamètre $250 \mu\text{m}$, huit brins étant associés en parallèle pour la connexion de la source de chaque puce. Les électrodes de puissance sont situées au-dessus des collecteurs d'entrée et de sortie d'eau, pour permettre leur refroidissement.

Le module est constitué de huit modules élémentaires, comprenant chacun quatre puces d'IGBT et deux réseaux de microcanaux (Figure 2-12).

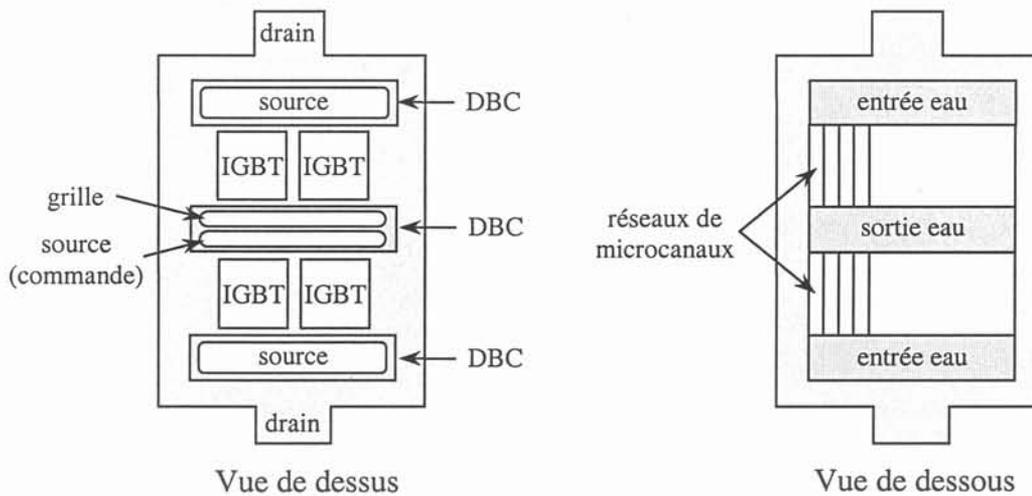


Figure 2-12 : Un module élémentaire

Une vue en perspective du dispositif est présentée sur la Figure 2-13. Seuls trois modules élémentaires sont représentés. En réalité il y en a huit : quatre sur la face supérieure du distributeur d'eau et quatre sur la face inférieure.

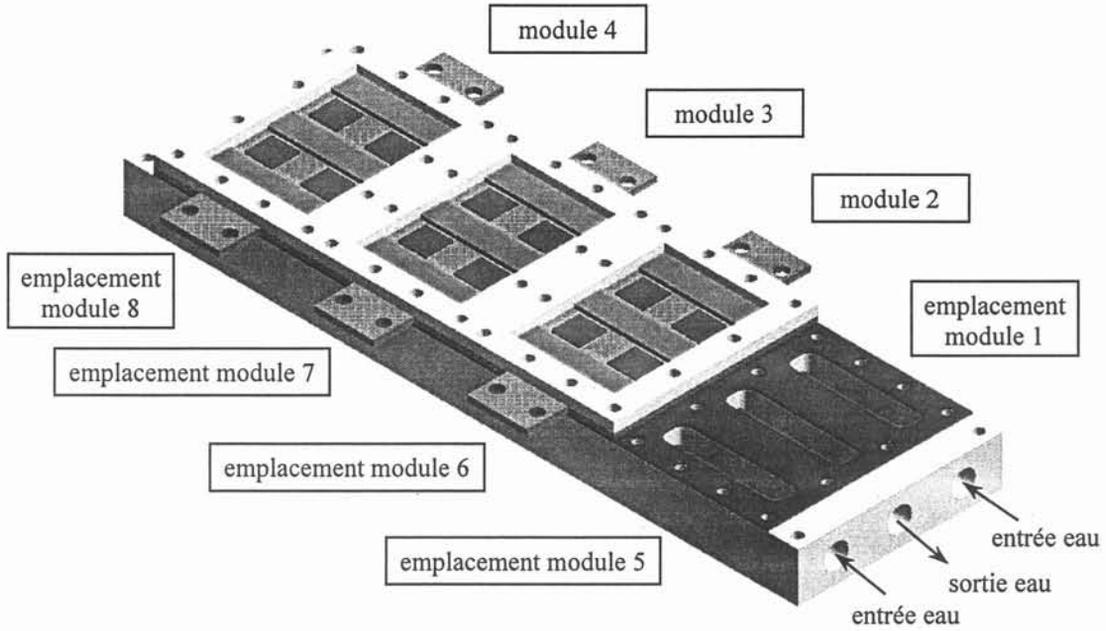


Figure 2-13 : Vue d'ensemble du dispositif

Les dimensions d'un réseau de microcanaux sont données dans le Tableau 2-2.

Tableau 2-2 : Dimensions d'un réseau de microcanaux

largeur des ailettes	e	200 μm
largeur des canaux	lc	200 μm
profondeur des canaux	D	2 mm
épaisseur du diffuseur	d	1 mm
longueur des canaux	L	18 mm
largeur du réseau	W	51 mm
nombre de canaux	n	127

Le fluide circulant dans les canaux est de l'eau glycolée à 50 %. C'est ce liquide qui est utilisé dans les applications de traction parce qu'il gèle à une température de seulement - 39 °C. Du point de vue hydraulique, les seize réseaux de microcanaux sont en parallèle.

2.4.2 : Prévision des performances

La résistance thermique d'une puce peut être estimée à l'aide de la démarche expliquée dans le paragraphe 2.3. La résistance thermique théorique d'une puce est donc la somme des résistances thermiques de la puce R_{thpuce} , de la brasure R_{thbras} , du refroidisseur R_{thref} (résistance tridimensionnelle de conduction et de convection caractérisée par un coefficient d'échange h) et de la résistance thermique capacitive liée à l'échauffement du fluide entre l'entrée et la sortie des canaux.

Les paramètres de la modélisation sont indiqués dans le Tableau 2-3 pour chaque couche de l'empilement.

Tableau 2-3 : Paramètres de la modélisation

couche	matériau	épaisseur	conductivité thermique
puce	silicium	300 μm	100 W/mK
brasure	Sn 92,5% / Pb 5% / Ag 2,5%	50 μm	23 W/mK
refroidisseur	cuivre	1 mm	360 W/mK

Si on suppose que l'écoulement est laminaire et établi, et pour de l'eau glycolée à 50 % à une température de 30 °C, on obtient les résultats qui figurent dans le Tableau 2-4.

Tableau 2-4 : Coefficients d'échange et résistances thermiques

h (W/m ² K)	h_{eq} (W/m ² K)	R_{thpuce} (K/kW)	R_{thbras} (K/kW)	R_{thref} (K/kW)
7500	63110	8	18	99

La résistance thermique mutuelle entre les deux puces d'un même réseau de microcanaux est négligeable.

A partir des corrélations indiquées dans le paragraphe 2.2 pour le coefficient d'échange et le coefficient de frottement, on peut tracer les variations de la résistance thermique totale du module (Figure 2-14) ainsi que les pertes de pression dans les microcanaux (Figure 2-15) en fonction du débit total.

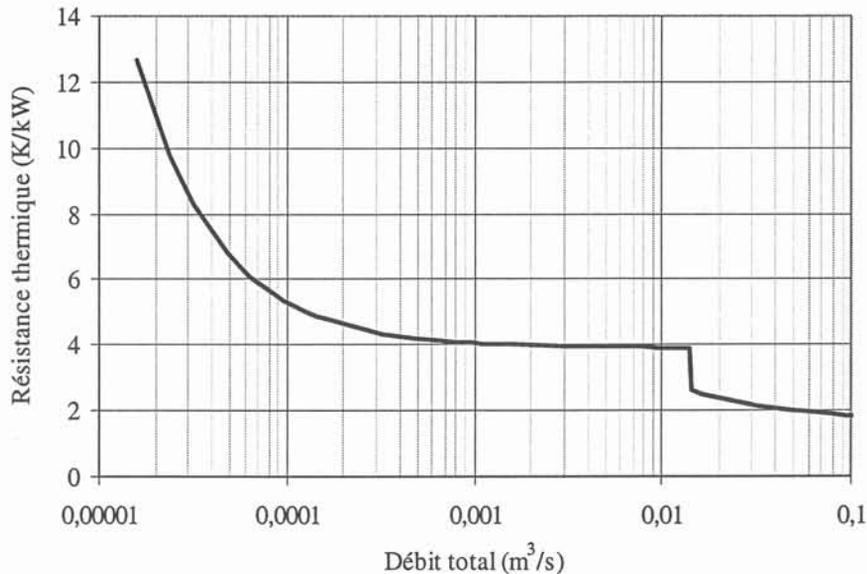


Figure 2-14 : Résistance thermique du dispositif 32 puces

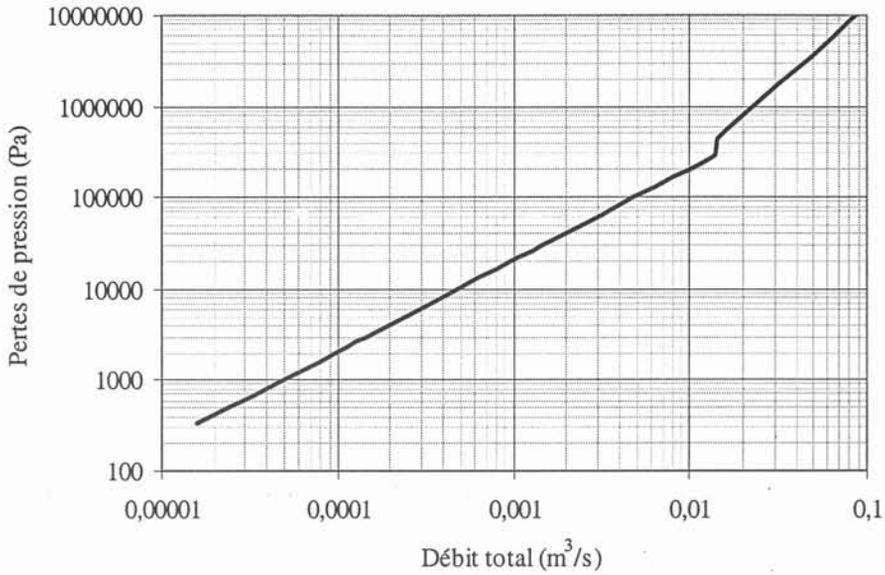


Figure 2-15 : Pertes de pression dans les microcanaux du dispositif 32 puces

La transition entre les régimes laminaire et turbulent correspondant à un Reynolds de 2300 a lieu pour un débit de $0,014 \text{ m}^3/\text{s}$ (soit 840 l/min !). La résistance thermique serait plus faible pour un régime turbulent mais le débit requis est beaucoup trop élevé. Le choix du point de fonctionnement résulte du compromis entre les performances souhaitées et les pertes de pression tolérées. Au-delà d'un débit de $0,3$ à $0,5 \text{ l/s}$, les pertes de pression augmentent sans diminution significative de la résistance thermique.

2.4.3 : Résultats expérimentaux

Mesures

Le dispositif est testé en conduction continue : les puces sont parcourues par un courant constant, elles sont commandées à la fermeture par une tension grille – source de 15 V . Suivant les essais, un ou plusieurs modules élémentaires sont alimentés en courant.

On mesure :

- le débit à l'aide d'un débitmètre,
- la température de l'eau glycolée à l'entrée ($T_{l,e}$) et à la sortie ($T_{l,s}$) du dispositif à l'aide de thermocouples,
- les pertes de pression entre l'entrée et la sortie du fluide à l'aide d'un manomètre (Δp),
- la chute de tension à l'état passant des IGBT (V_{ds}),

- le courant total traversant le module (I_{tot}).

Le module est recouvert d'une fine couche de peinture noire pour permettre la mesure de la température en surface des puces à l'aide d'une caméra infrarouge.

Calcul de la résistance thermique des puces

On définit la résistance thermique de chaque puce à partir de la température maximale sur sa surface obtenue par la mesure infrarouge :

$$R_{thpuce} = \frac{T_{max} - T_{l,e}}{P} , \quad (2.24)$$

P étant la puissance dissipée dans le module complet divisée par le nombre de puces alimentées :

$$P = V_{ds} \frac{I_{tot}}{n_{puces}} . \quad (2.25)$$

En effet, comme on a uniquement accès au courant total traversant le module, on suppose que le courant est réparti uniformément entre les puces. Cela revient à supposer que les puces sont parfaitement appairées : elles possèdent les mêmes caractéristiques électrothermiques.

Des séries de mesure ont été effectuées pour différents débits et pour plusieurs valeurs de la puissance dissipée jusqu'à 350 W par puce. Dans chaque configuration on calcule les résistances thermiques des puces. Compte tenu de l'appareillage de mesure, l'incertitude sur le calcul de la résistance thermique est comprise entre 5 et 10 % suivant la puissance dissipée.

Résultats

Dans un premier temps, les modules élémentaires sont alimentés en courant deux par deux.

Pour chaque ensemble de deux modules, la résistance moyenne des huit puces est représentée en fonction du débit sur la Figure 2-16, pour une puissance dissipée de 350 W par puce.

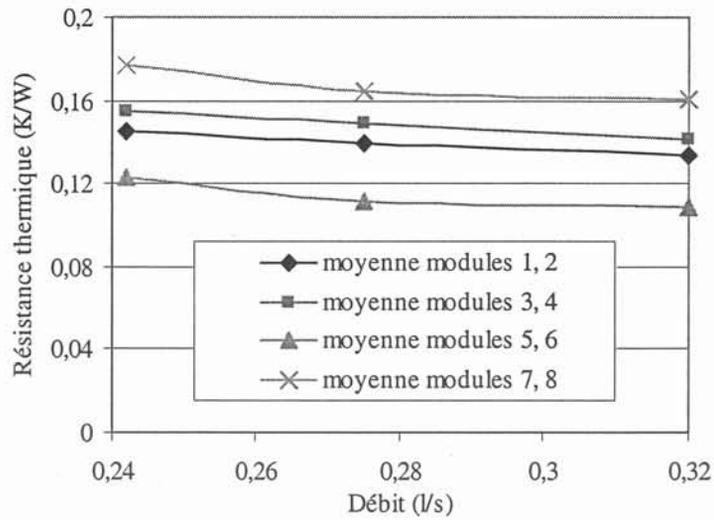


Figure 2-16 : Résistances thermiques moyenne des modules

On note que la résistance thermique des puces diminue lorsque le débit augmente, ainsi qu'une certaine disparité entre les modules.

En fait, à l'intérieur d'un même module, la température peut varier fortement d'une puce à l'autre. L'écart entre les résistances thermiques minimales et maximales des puces pour un ensemble de deux modules est reporté dans le Tableau 2-5.

Tableau 2-5 : Ecart entre les résistances thermiques des puces

modules alimentés	1 et 2	3 et 4	5 et 6	7 et 8
$(R_{th_{max}} - R_{th_{min}})/R_{th_{moy}}$	entre 49 et 55 %	entre 11 et 18 %	entre 44 et 52 %	entre 58 et 73 %

A titre d'exemple, les résistances thermiques de chaque puce des modules 3, 4 et 7, 8 sont données sur la Figure 2-17 pour un débit de 0,28 l/s et une puissance dissipée de 350 W par puce. On note donc une forte dispersion des résistances thermiques entre puces d'un même module, sauf pour les modules 3 et 4 dont les puces ont des résistances thermiques relativement similaires.

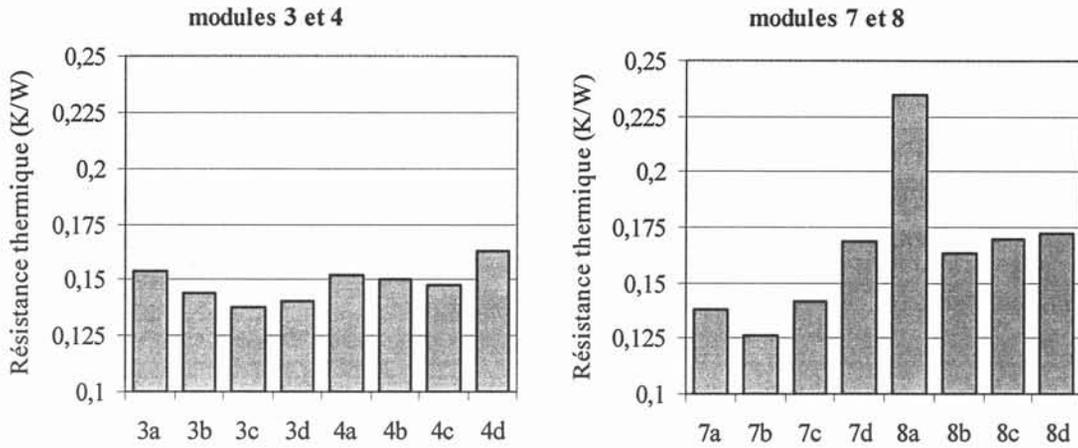


Figure 2-17 : Résistances thermiques des puces des modules 3, 4, 7 et 8

Une analyse plus précise montre que certaines puces présentent des points chauds, localisés au niveau de la soudure d'un fil d'aluminium sur un plot du composant. On peut voir ce phénomène sur un agrandissement d'une image infrarouge au niveau d'une puce (Figure 2-18).

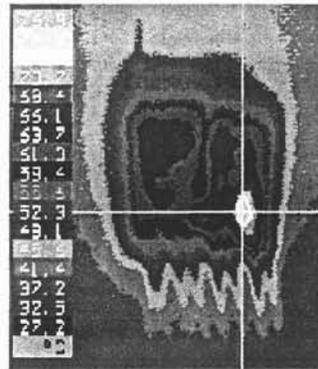


Figure 2-18 : Image infrarouge d'une puce

Les points chauds sont donc dus à un défaut de raccordement de certains fils d'aluminium. Cette hypothèse est confirmée par l'analyse aux rayons X des brasures : les points chauds ne correspondent pas aux porosités présentes dans les brasures.

Comparaison avec le modèle

En raison des disparités entre les températures des puces d'un même module, l'hypothèse d'une répartition uniforme du courant entre les puces est vraisemblablement fautive. Cela a été confirmé par une deuxième étude pour laquelle la connectique a été modifiée, permettant la mesure du courant dans chaque sous-ensemble de deux puces. Lorsque deux modules

élémentaires sont alimentés, l'écart entre les courants parcourant chaque sous-ensemble peut atteindre 20 %.

Pour les modules dont des puces présentent des points chauds, les résistances thermiques calculées sont surévaluées et ne sont donc pas représentatives des performances des puces.

Les modules 3 et 4 présentant des résistances thermiques homogènes, la comparaison entre le modèle et les mesures est entreprise avec les résultats de ces modules.

Les résistances thermiques théoriques et mesurées sont représentées sur la Figure 2-19 en fonction du débit.

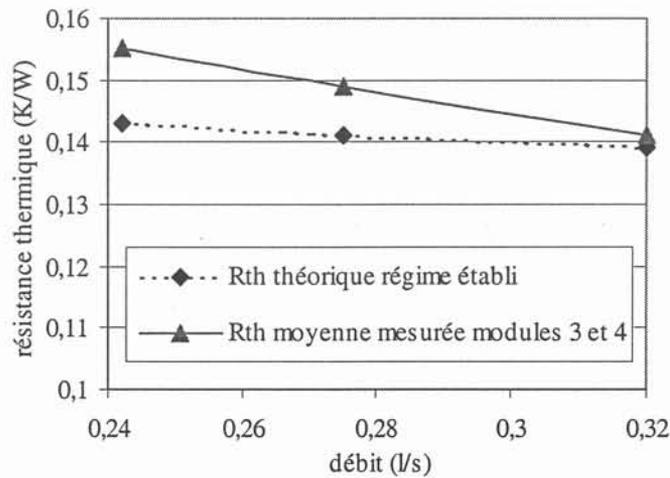


Figure 2-19 : Comparaison entre la modélisation et les résultats expérimentaux

L'écart relatif entre le modèle et la mesure est inférieur à 9 %. La résistance thermique mesurée est supérieure à celle donnée par la modélisation. Cela peut être dû au fait que les brasures des puces sur le refroidisseur ne sont pas parfaites : elles présentent des porosités, observées aux rayons X. La conductivité thermique réelle de la brasure est donc plus élevée que celle qui a été considérée dans le modèle, augmentant ainsi la résistance thermique.

Les pertes de pression théoriques et mesurées sont représentées sur la Figure 2-20. Les valeurs mesurées englobent les pertes dans les canaux, mais aussi les pertes de pression singulières dues aux circuits collecteurs et à la tuyauterie externe du module, qui sont prépondérantes. Pour la modélisation, seules les pertes de pression dans les microcanaux ont été prises en compte. Celles-ci sont négligeables.

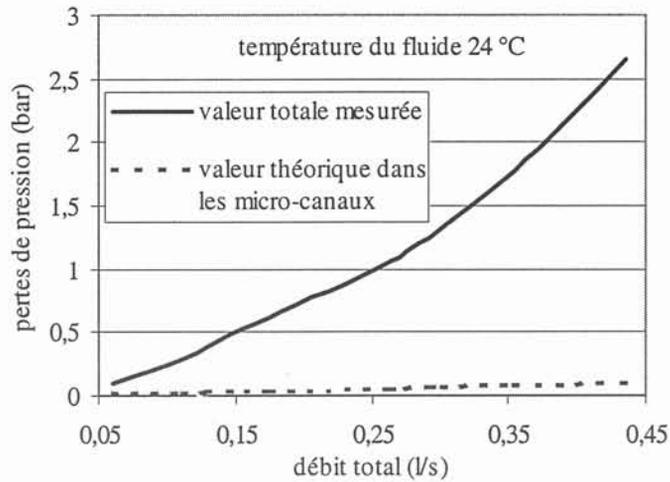


Figure 2-20 : Pertes de pression

Performances électriques du module

Les caractéristiques statiques des modules sont données sur la Figure 2-21, pour un courant allant jusqu'à deux fois le calibre courant donné par le constructeur.

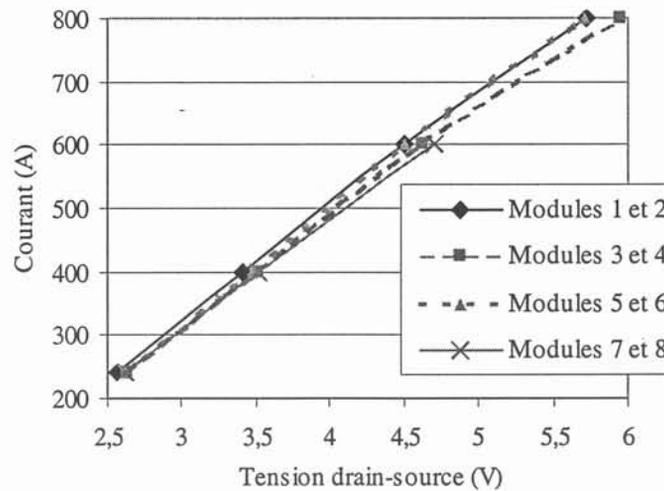


Figure 2-21 : Caractéristiques statiques des modules

Pour les modules 3 et 4 (soit huit puces en parallèle), lorsqu'on double le courant nominal des puces (soit 100 A par puce), le module dissipe une puissance de l'ordre de 4750 W, pour un écart de température entre les puces et le liquide de refroidissement de 84 °C.

En d'autres termes, le dispositif considéré permet de dissiper 265 W/cm^2 de silicium pour une élévation de température de $45 \text{ }^\circ\text{C}$, lorsque le liquide de refroidissement utilisé est de l'eau glycolée. Avec de l'eau pure, la puissance dissipable serait de 415 W/cm^2 .

2.5 Comparaison avec d'autres types de refroidisseurs

2.5.1 : Etude bibliographique

R. Hahn [27] présente des résultats expérimentaux obtenus sur un refroidisseur à microcanaux de dimension $51 \times 51 \text{ mm}^2$. Les canaux sont réalisés dans du nitrure d'aluminium avec un laser. Deux prototypes sont présentés. Pour le premier, la largeur des canaux est de $80 \text{ }\mu\text{m}$, celle des ailettes est de $320 \text{ }\mu\text{m}$. Pour le deuxième, les valeurs sont respectivement 225 et $375 \text{ }\mu\text{m}$. La profondeur des canaux est de $700 \text{ }\mu\text{m}$ dans les deux cas. Les résistances thermiques obtenues sont de l'ordre de $0,3$ à $0,5 \text{ Kcm}^2/\text{W}$, avec des pertes de pression de $1,2 \text{ bar}$ pour un débit de 1 l/min . Cela correspond à une puissance dissipable comprise entre 90 et 150 W/cm^2 pour une élévation de température de $45 \text{ }^\circ\text{C}$.

Différents auteurs [28], [29], [30] présentent d'autres refroidisseurs performants de type boîte à eau, utilisant la convection forcée d'un liquide. Dans ces études, le refroidisseur est directement intégré dans le module à la place de la semelle.

Les auteurs [28] et [29] donnent des résultats de simulation pour des refroidisseurs "à picots" de différentes formes (rectangulaire, diamant) et pour plusieurs matériaux (aluminium, cuivre, matériau composite). En raison de la présence des picots, l'écoulement est en cours de développement hydraulique, et le coefficient d'échange thermique est plus élevé que dans le cas d'un régime établi.

La société Curamik [30] propose un refroidisseur constitué de plusieurs plaques de cuivre empilées les unes sur les autres et donne des résultats expérimentaux. Les plaques sont trouées suivant des motifs de petite taille décalés d'un certain angle d'une couche à l'autre, pour permettre le passage du fluide. Le régime d'écoulement dans ce type de structure est turbulent, le coefficient d'échange est donc élevé. Les pertes de pression sont importantes (entre 1 et 6 bars pour un débit de 6 l/min suivant le motif et le nombre de couches).

Les couches de cuivre sont liées entre elles et à la couche inférieure de cuivre du substrat DBC sans utiliser de brasure, ce qui diminue fortement la résistance thermique du dispositif par rapport à un module classique.

La résistance thermique indiquée est de l'ordre de $0,2 \text{ Kcm}^2/\text{W}$, soit une puissance dissipable de 225 W/cm^2 pour une élévation de température de $45 \text{ }^\circ\text{C}$.

Les résultats donnés dans les articles cités ne sont pas assez détaillés pour permettre une comparaison directe et complète des performances des différents types de refroidisseurs (résistance thermique et puissance motrice nécessaire à la circulation du fluide).

2.5.2 : Comparaison avec un refroidisseur de type boîte à eau

Par contre, nous pouvons comparer les performances obtenues pour les microcanaux avec un module monté par Alstom sur un refroidisseur Modulcal (type boîte à eau) développé par la société Ferraz et testé au LEG [31].

Description du module

Le module est constitué de seize puces d'IGBT brasées sur quatre substrats DBC, eux-mêmes brasés sur le refroidisseur Modulcal. Celui-ci est, comme le refroidisseur proposé par Curamik, composé de plaques empilées les unes sur les autres. Celles-ci sont en aluminium. L'ensemble du module est présenté sur la Figure 2-22, et la structure interne du refroidisseur sur la Figure 2-23.

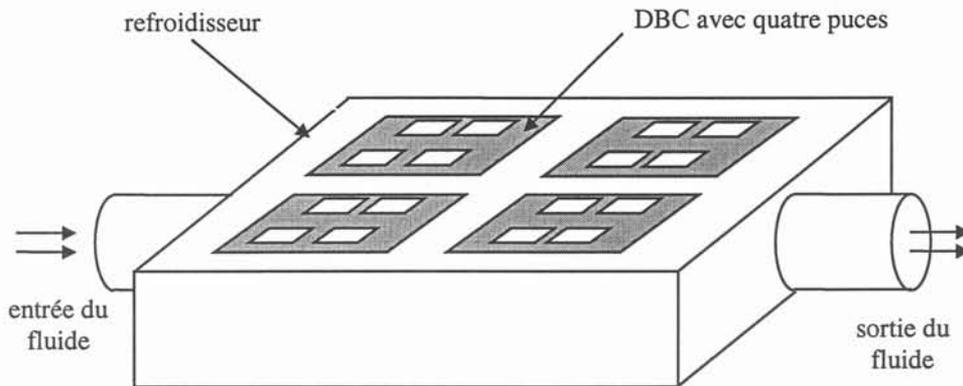


Figure 2-22 : Module de puissance avec refroidisseur Modulcal

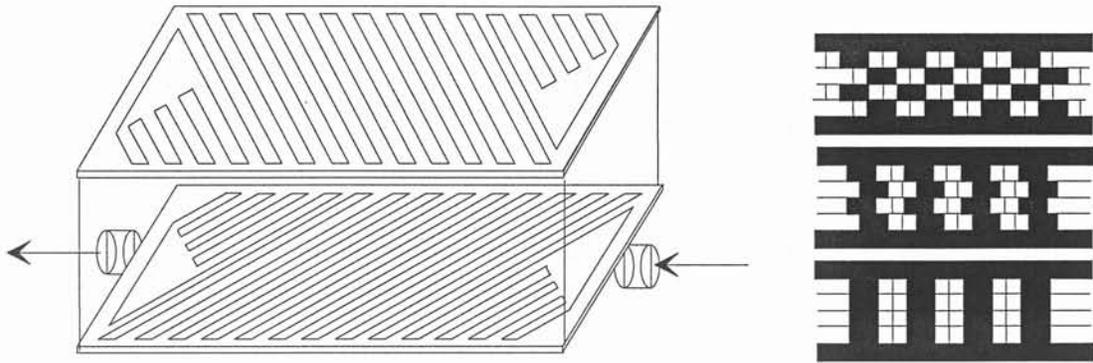


Figure 2-23 : Structure interne du refroidisseur Moducal

Des mesures ont été effectuées sur ce module, pour différentes puissances dissipées et différents débits, le fluide utilisé étant de l'eau pure. La résistance thermique d'un module élémentaire (quatre puces) est présentée sur la Figure 2-24 en fonction du débit.

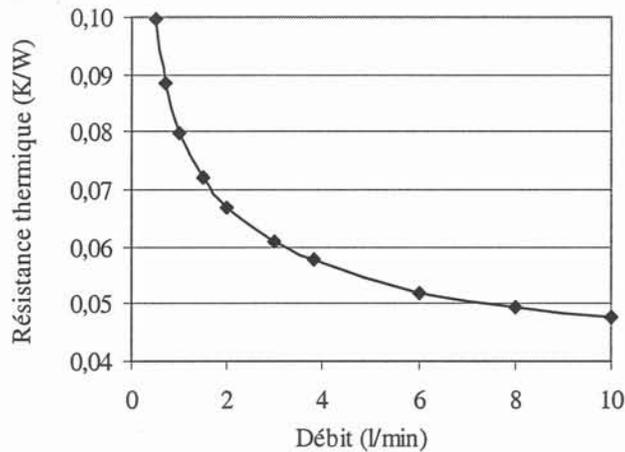


Figure 2-24 : Résistance thermique d'un module élémentaire

Comparaison avec le dispositif 32 puces refroidi par microcanaux

Les composants du dispositif présenté au paragraphe 2.4 sont directement brasés sur le refroidisseur en cuivre. Celui-ci, ainsi que le liquide circulant dans les canaux se trouvent donc au potentiel du drain des composants. Pour une application réelle, il est nécessaire d'isoler électriquement le refroidisseur du composant. L'ajout d'un isolant étant pénalisant du point de vue thermique, les dispositifs à comparer doivent être isolés.

Le modèle thermique établi pour le dispositif 32 puces refroidi par microcanaux ayant été validé par les essais expérimentaux, il peut être complété pour évaluer une version isolée du

même dispositif : pour la simulation tridimensionnelle, on insère entre le composant et le refroidisseur un substrat DBC. Les paramètres de la simulation sont précisés dans le Tableau 2-6 pour chaque couche. Pour le calcul du coefficient d'échange, on considère que le fluide utilisé est de l'eau pure.

Tableau 2-6 : Paramètres de la simulation 3D

couche	matériau	épaisseur	conductivité (W/mK)
puce	silicium	300 μm	100
brasure	Sn / Pb / Ag	50 μm	23
cuivre supérieur DBC	cuivre	300 μm	360
isolant DBC	AlN	630 μm	170
cuivre inférieur DBC	cuivre	300 μm	360
brasure	Sn / Pb	50 μm	50
refroidisseur	cuivre	1 mm	360

L'accrochage entre le cuivre et le nitrure d'aluminium des DBC est modélisé par une conductance de $2.10^5 \text{ W/m}^2\text{K}$ [7].

Les résultats sont exprimés en terme de puissance dissipable par centimètre carré de silicium pour une élévation de température de jonction des composants de $45 \text{ }^\circ\text{C}$. Les valeurs correspondant au dispositif isolé avec microcanaux et au module avec refroidisseur Moducal sont reportées sur le même graphique (Figure 2-25).

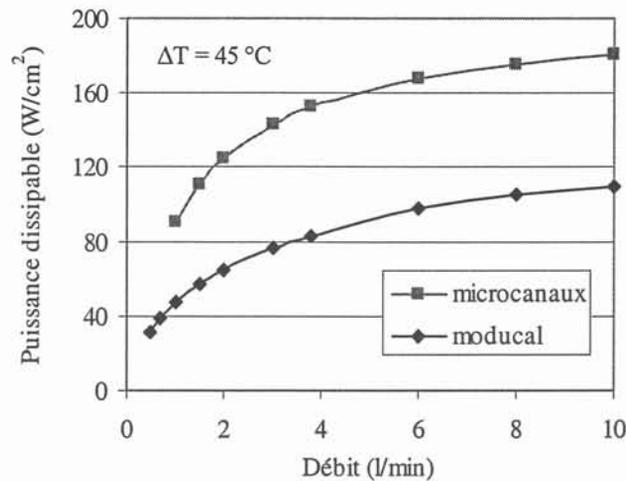


Figure 2-25 : Comparaison des performances Moducal / microcanaux

Avec un refroidissement par microcanaux, un dispositif isolé permet de dissiper jusqu'à 180 W/cm^2 pour une élévation de température de $45 \text{ }^\circ\text{C}$ contre 110 W/cm^2 avec un refroidisseur de type boîte à eau.

2.5.3 : Apport de l'intégration du refroidisseur

Pour montrer l'intérêt d'intégrer le refroidisseur dans le module, nous avons comparé les résultats de simulation du paragraphe précédent pour un module isolé avec refroidisseur à microcanaux intégré avec ceux d'un module classique, lui aussi refroidi par microcanaux. Pour celui-ci, le substrat DBC est brasé sur une semelle en cuivre et le refroidisseur est monté sur la semelle par l'intermédiaire d'une couche de graisse thermique. Les paramètres supplémentaires de la simulation sont donnés dans le Tableau 2-7.

Tableau 2-7 : Paramètres supplémentaires de la simulation 3D

couche	épaisseur	conductivité (W/mK)
semelle en cuivre	3 mm	360
graisse thermique	70 μ m	0,7

La résistance thermique du module passe de 0,183 K/W pour la version intégrée à 0,355 K/W pour la version non intégrée. Ainsi, l'intégration du refroidisseur dans le module permet de réduire quasiment d'un facteur deux la résistance thermique de l'ensemble.

2.6 Conclusion

La convection forcée d'un liquide dans des microcanaux s'avère particulièrement efficace pour le refroidissement des modules de puissance.

Les principaux résultats permettant de prévoir les performances de ce type d'échangeur par une analyse unidirectionnelle et l'utilisation de corrélations empiriques ont été rappelés.

Nous avons étendu l'utilisation des refroidisseurs à microcanaux à des modules multipuces. L'estimation de leurs performances nécessite une modélisation tridimensionnelle. Une démarche simple et rapide pour le calcul de la résistance thermique des modules a été présentée.

Des résultats expérimentaux ont permis de valider cette démarche et de montrer les performances que l'on peut atteindre avec ce type de refroidisseur. Par rapport à un module classique, la résistance thermique du système est diminuée par :

- la suppression de l'interface entre la semelle et le refroidisseur,
- l'intégration du refroidisseur dans la semelle,
- l'utilisation d'un refroidisseur performant (réduction de la résistance thermique de convection entre le fluide et les parois).

D'autre part, la compacité de l'ensemble est fortement augmentée.

Ainsi, pour une élévation de température de seulement 45 °C un module multipuce refroidi par microcanaux peut dissiper 415 W par centimètre carré de silicium s'il n'est pas isolé, et 180 W/cm² s'il est isolé. Ces performances requièrent une puissance motrice de l'ordre de 1 W par puce.

Nomenclature du chapitre 2

C_f	coefficient de frottement	-
C_p	chaleur spécifique	J/kgK
d	épaisseur du diffuseur	m
D	profondeur d'un canal	m
D_h	diamètre hydraulique	m
e	largeur d'une ailette ou épaisseur	m
E_p	effet d'épanouissement	-
G	paramètre géométrique	-
h	coefficient d'échange thermique	W/m ² K
k	conductivité thermique	W/mK
L	longueur des ailettes	m
l_c	largeur d'un canal	m
Q	débit volumique	m ³ /s
n	nombre de canaux	-
Nu	nombre de Nusselt	-
P	puissance	W
Δp	pertes de pression	Pa
Pr	nombre de Prandtl	-
Re	nombre de Reynolds	-
R_{th}	résistance thermique	K/W
S	surface	m ²
T	température	K
v	vitesse	m/s
W	largeur du refroidisseur	m

Symboles grecs

β	efficacité d'ailette	-
μ	viscosité dynamique	Ns/m ²
ρ	masse volumique	kg/m ³
τ_p	contrainte tangentielle de frottement	Nm

Indices

a	ambient
bras	brasure
cap	capacitive
conv	convective
dif	diffuseur
e	entrée
eq	équivalent
l	liquide
m	motrice
max	maximum
p	paroi
r	refroidisseur
s	sortie
tot	total

Chapitre 3

Refroidissement double face pour les modules de puissance

Chapitre 3 : Refroidissement double face pour les modules de puissance

3.1 Introduction

L'utilisation de refroidisseurs à microcanaux permet de réduire de façon significative la résistance thermique d'un module de puissance. A ce stade, il semble difficile d'améliorer encore les performances du refroidisseur. Pour augmenter la puissance dissipable par les composants, une autre solution doit être envisagée. Nous proposons le refroidissement des composants par leurs deux faces, ce qui permet de quasiment doubler la surface d'échange. Cependant, cela nécessite de repenser la connectique classique sur la face supérieure des composants, actuellement réalisée à l'aide de fils d'aluminium appelés "wire bondings".

Dans ce chapitre, nous présenterons tout d'abord les principales solutions proposées dans la littérature pour le remplacement de la connexion par fils des composants de puissance.

La technologie "flip chip" a été développée pour la connectique des composants de la microélectronique, essentiellement parce qu'elle permet d'augmenter considérablement le nombre d'entrées / sorties. Elle consiste à monter les composants sur leur substrat par l'intermédiaire d'une matrice de billes fusibles placées sous la puce. Nous avons adapté cette technologie pour connecter des composants de puissance entre deux DBC, permettant le refroidissement double face par microcanaux. Un prototype constitué de deux IGBT et quatre diodes a été réalisé et testé. Après avoir présenté le prototype, nous décrivons les simulations effectuées pour prévoir les performances thermiques du module, ainsi que les principales étapes de sa réalisation technologique. Enfin, nous exposerons les résultats des tests électriques et thermiques réalisés sur le module.

3.2 Etude bibliographique sur la connectique

3.2.1 : Problèmes liés à la connexion par fils d'aluminium

A l'heure actuelle, la connexion de la face supérieure des composants est réalisée à l'aide de fils d'aluminium soudés par ultrasons. Ils relient les plots recouverts d'aluminium des composants aux pistes métallisées du DBC. Le calibre courant d'une puce d'IGBT étant de

l'ordre de 50 à 100 A (suivant son calibre tension), entre huit et douze fils en parallèle sont nécessaires pour la connexion d'une puce. Le diamètre des fils peut aller jusqu'à 500 μm .

Différents auteurs ont proposé des nouvelles technologies d'interconnexion pour les composants de puissance, afin de remplacer les fils d'aluminium. En effet, ceux-ci posent deux problèmes principaux.

Tout d'abord, ils induisent des inductances parasites dans le module, limitant la fréquence d'utilisation. Celles-ci occasionnent des surtensions et une distribution non uniforme des courants entre les cellules d'un IGBT ou entre les puces d'IGBT associées en parallèle. Par exemple, S. Haque [32] compare l'inductance d'un module avec connexion par fils (30 nH) et un module avec un autre type de connexion développé dans son laboratoire (8 nH). Une simulation montre les formes d'onde de tension lors d'une commutation pour les deux types de module. R. Fisher [33] compare les valeurs d'inductance et de résistance parasites pour les fils (inductance de l'ordre du nH, résistance de quelques dizaines de $\text{m}\Omega$) et pour d'autres technologies, dont celle qu'il décrit (inductance inférieure à 10 pH, résistance inférieure à 1 $\text{m}\Omega$).

D'autre part, les fils d'aluminium posent des problèmes de fiabilité. Au cours d'un cyclage thermique, ceux-ci peuvent se dessouder en raison des contraintes thermomécaniques ou d'une température localement trop élevée [34], [35], [36]. Récemment, les progrès réalisés par les fabricants de module (composition du fil, paramètres de soudure, couche protectrice) ont permis d'augmenter le nombre de cycles thermiques supportés par les modules [37].

3.2.2 : Nouvelles technologies d'interconnexion des composants de puissance

R. Fisher [33] propose une nouvelle technologie permettant le remplacement des fils d'aluminium. Elle peut être utilisée pour des modules supportant des tensions jusqu'à 2400 V, des courants de quelques centaines d'ampères et des puissances dissipées de 200 W.

Le principe est le suivant : les composants sont brasés sur un substrat DBC avec couche isolante en oxyde de Béryllium (BeO , de conductivité thermique 240 W/mK). Un film polymère d'épaisseur 50 μm est collé sur la surface du module. Le film est par exemple du kapton, qui présente une tenue en tension de 80 $\text{V}/\mu\text{m}$. Il permet l'isolation électrique entre le cuivre du DBC et la métallisation supérieure du module. Des trous sont formés dans ce film à l'aide d'un laser pour permettre la connexion des composants en face avant. Des couches métalliques sont ensuite déposées par pulvérisation dans les trous et sur le film polymère. Les

couches sont constituées de titane d'épaisseur 100 nm (pour l'accrochage sur l'aluminium des plots des composants), et de cuivre d'épaisseur 100 nm. Une électrolyse de cuivre est alors réalisée pour obtenir une épaisseur de l'ordre de 130 μm permettant le passage de courants importants (400 A). Enfin, des pistes sont réalisées dans le cuivre par des procédés classiques de photolithographie et de gravure pour les différentes connexions. De plus, des composants montés en surface (CMS : Surface Mount Packaging) peuvent être brasés sur la métallisation supérieure. Le schéma de principe est présenté sur la Figure 3-1.

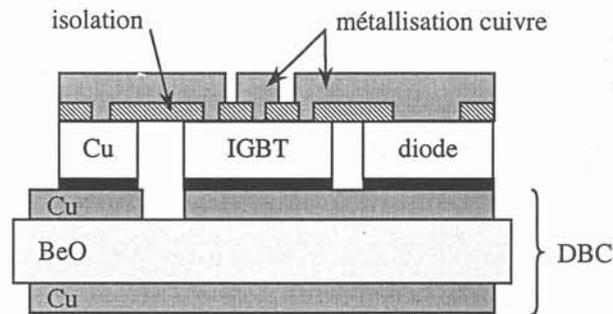


Figure 3-1 : Schéma de principe de la technologie développée par [33]

Par rapport à la technologie décrite ci-dessous, cette technique ne nécessite pas de brasure pour les connexions de la face supérieure. Il n'est donc pas nécessaire de métalliser au préalable la face avant des composants dont les plots sont en aluminium. Trois applications sont présentées, mais les résultats de tests ne sont pas précisés. Il s'agit d'un module avec huit IGBT (calibre 1200 V – 50 A) en parallèle, d'un pont complet à IGBT avec circuits d'aide à la commutation et protection de grille, et d'un amplificateur de puissance de classe D.

Les chercheurs du *Virginia Power Electronic Center* proposent une autre méthode pour le remplacement des fils d'aluminium [32], [38], [39], désignée par le sigle MPIPPS (Metal Post Interconnected Parallel Plate Structure). Le principe repose sur l'utilisation de pièces de cuivre de quelques millimètres de hauteur pour relier la face supérieure des composants à un deuxième DBC et les deux DBC entre eux.

Les composants et des pièces de cuivre sont brasés sur le DBC inférieur. Ensuite, différentes étapes de brasure permettent de braser le bas des pièces de cuivre sur les plots des composants, le haut des pièces de cuivre sur le DBC supérieur, le refroidisseur sur le DBC inférieur. La métallisation supérieure du DBC supérieur sert à la connexion de la commande de grille, de condensateurs... Des trous métallisés dans le DBC supérieur sont utilisés pour la

connexion entre elles des différentes couches. Le schéma de principe est présenté sur la Figure 3-2.

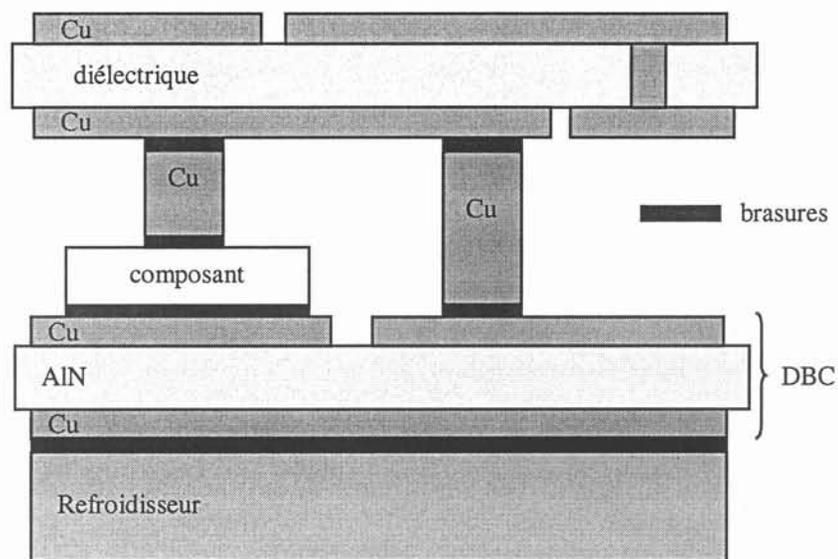


Figure 3-2 : Schéma de principe de la technologie développée par [32]

Cette technologie nécessite une métallisation préalable des plots en aluminium des composants puisque la brasure est impossible sur ce matériau. Ici, la métallisation utilisée est un empilement de trois couches d'épaisseur totale $2,5 \mu\text{m}$, constitué de titane, de nickel et de cuivre. D'autre part, trois hauteurs de pièces de cuivre sont nécessaires pour l'assemblage (IGBT, diode et liaison entre les deux DBC), ainsi que quatre étapes de brasure (avec à chaque fois un alliage différent).

Un fluide diélectrique peut circuler entre les deux DBC pour permettre un meilleur refroidissement. Un prototype constitué de deux IGBT (calibre 600 V – 40 A), deux diodes, des résistances de grille, des varistances, et un condensateur est présenté, ainsi que des résultats de tests électriques.

Enfin, un dernier type d'assemblage très différent des deux précédents est présenté dans la littérature [40], [41], [42]. Une bibliographie détaillée est donnée dans [41].

Il s'agit de boîtiers de type "contact pressé" habituellement utilisés pour les GTO, adaptés pour les IGBT haute tension. Les modules IGBT à contact pressé atteignent des calibres courant de 400 à 1800 A et des calibres tension de 1200 à 4500 V.

Par exemple, Y. Takahashi [40] présente un IGBT de calibre 2500 V – 100 A. La puce est brasée sur une partie métallique constituant le contact de drain. La conception de la face

supérieure de la puce est adaptée pour un contact pressé de la partie source. Le module obtenu est très compact, il présente une faible inductance parasite et peut être refroidi sur ses deux faces. De plus, ce type de module est à priori très fiable car sans couche de brasure.

3.3 Refroidissement double face avec connexion par plots de soudure

3.3.1 : Principe

Nous proposons une autre approche, utilisant une technologie issue de la microélectronique. Développée dans les années soixante par IBM et Delco, la connexion par “flip chip” permet d’augmenter considérablement le nombre d’entrées / sorties par rapport à la connectique la plus répandue par fils d’aluminium ou d’or. Une matrice de microbilles est réalisée avec un alliage fusible (Etain / Plomb, par exemple) sur la puce. Celle-ci peut alors être connectée sur son substrat haute densité. Le pas entre billes peut être très faible (jusqu’à 30 à 300 μm).

Nous avons utilisé cette technologie pour la connexion des composants de puissance [43]. Ceux-ci sont brasés entre deux DBC : la face arrière des puces est brasée sur le DBC inférieur. Des plots d’alliage fusible sont réalisés sur les contacts de la face supérieure des puces, permettant la brasure des composants sur le DBC supérieur. Enfin, des échangeurs à microcanaux sont brasés sur chaque DBC. Ainsi, les composants sont refroidis par leurs deux faces. Le schéma de principe est présenté sur la Figure 3-3.

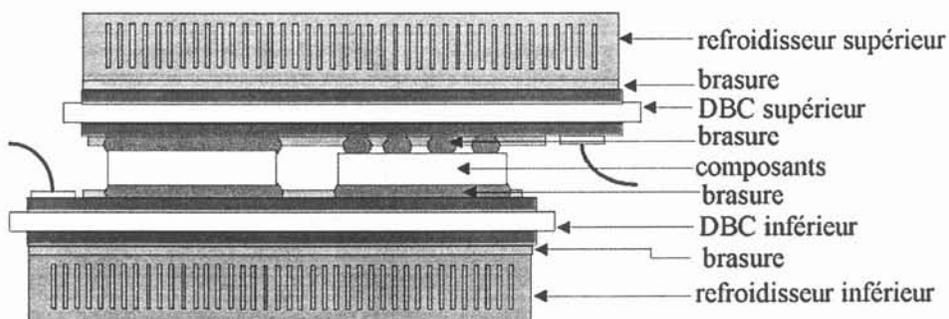


Figure 3-3 : principe du refroidissement double face

3.3.2 : Description du prototype

Un prototype a été réalisé au LETI pour montrer la faisabilité de cette technique et pour évaluer les performances que l’on peut atteindre avec ce type de module. Il est constitué de deux IGBT et de quatre diodes associés en parallèle.

La disposition des composants sur les DBC et le dessin des pistes permettant l'isolation entre les plots de grille et source des IGBT sont indiqués sur la Figure 3-4.

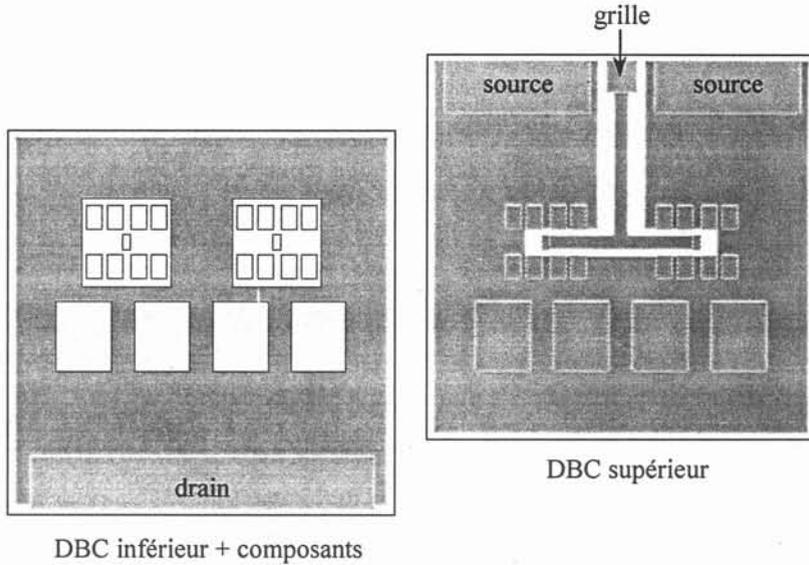


Figure 3-4 : Disposition des composants sur les DBC

Composants

Les composants ont été fournis par la société MITEL sur des tranches de silicium de diamètre 102 mm. Leur calibre tension est 1600 V, leur calibre courant 50 A.

Les caractéristiques des tranches sont données dans le Tableau 3-1 et le Tableau 3-2.

Tableau 3-1 : Caractéristiques des tranches d'IGBT

dimension totale des composants (mm)	11,8 x 11,8
plot de grille (mm)	2 x 1
plots de source (mm) : huit plots	2,1 x 3,1
épaisseur des composants (µm)	250 à 280
nombre de composants par tranche	36

Tableau 3-2 : Caractéristiques des tranches de diode

dimension totale des composants (mm)	9,35 x 7,35
plot d'anode (mm)	7,3 x 5,3
épaisseur des composants (µm)	360 à 380
nombre de composants par tranche	83

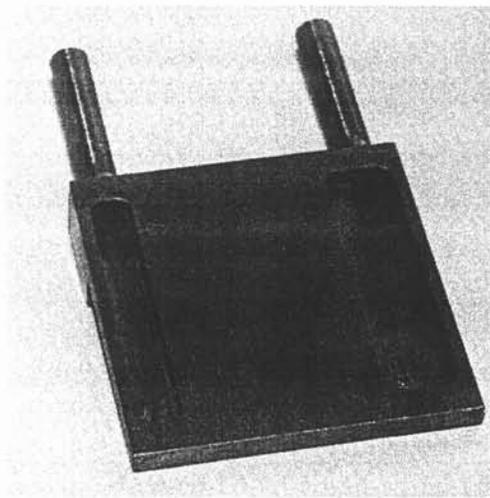
Les plots de la face supérieure des composants ont une métallisation aluminium. La métallisation des faces arrières est de type nickel – argent.

DBC

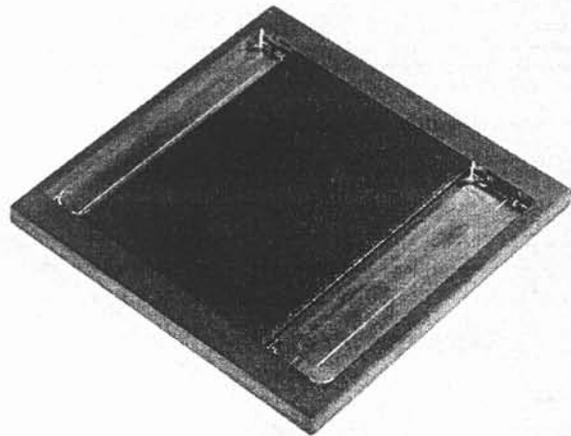
Les DBC proviennent de la société CURAMIK. Il s'agit d'une structure tricouche cuivre (épaisseur 300 μm) – nitrure d'aluminium (épaisseur 630 μm) – cuivre (épaisseur 300 μm). La dimension totale est de 50,8 mm x 50,8 mm.

Refroidisseurs

Ils sont constitués de deux pièces en cuivre, de dimension 49 mm x 49 mm, brasées entre elles sur le pourtour avec de l'argent. L'une permet l'alimentation en eau (Figure 3-5a). Dans l'autre, des microcanaux de section rectangulaire ont été usinés (Figure 3-5b).



a) pièce permettant l'alimentation en eau



b) pièce avec les microcanaux

Figure 3-5 : Pièces constituant les refroidisseurs

Les dimensions des canaux sont données dans le Tableau 3-3.

Tableau 3-3 : Dimensions des microcanaux

largeur des ailettes	e	200 μm
largeur des canaux	lc	200 μm
profondeur des canaux	D	2 mm
épaisseur du diffuseur	d	1 mm
longueur des canaux	L	29 mm
largeur du réseau	W	40 mm
nombre de canaux	n	100

La largeur et la profondeur des ailettes et des canaux sont identiques à celles du prototype multipuce présenté au chapitre 2.

3.4 Simulations thermiques : prévision des performances

Des simulations nous ont permis d'estimer les performances thermiques que l'on peut atteindre pour un module avec refroidissement double face, et de les comparer avec celle d'un module refroidi par une seule face. Les mêmes simulations sont donc effectuées sur le module complet (avec refroidissement double face) et sur le module désigné dans la suite par "module inférieur", en considérant uniquement l'empilement inférieur : les composants sont brasés sur un DBC, lui-même brasé sur un refroidisseur (Figure 3-6).

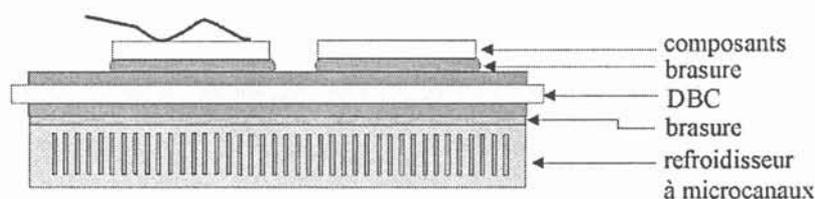


Figure 3-6 : Module inférieur

Deux méthodes ont été utilisées et comparées : la simulation numérique et la modélisation analytique. Dans les deux cas, on remplace le refroidisseur à microcanaux par un refroidisseur plan équivalent suivant la démarche décrite au chapitre 2, le coefficient d'échange h entre le liquide et les parois des canaux étant calculé à partir de la corrélation (2.10). On considère deux fluides : l'eau pure, pour laquelle on obtient les meilleurs résultats du fait de sa bonne conductivité thermique, et l'eau glycolée à 40 %, utilisée dans les applications industrielles. Dans le Tableau 3-4, on donne les coefficients d'échange obtenus pour les deux fluides, et pour deux températures de fluide. On donne aussi pour chaque cas le coefficient d'échange équivalent h_{eq} et le débit limite dans un refroidisseur au dessus duquel les hypothèses concernant l'écoulement (régime laminaire thermiquement et dynamiquement établi) ne sont plus vérifiées.

Tableau 3-4 : Coefficients d'échange et débits limites

fluide	température (°C)	h (W/m ² K)	h_{eq} (W/m ² K)	Q_{max} (l/min)
eau pure	20	11380	89780	1,4
	80	12720	97760	1,6
eau glycolée à 40 %	20	8500	71270	1,2
	80	8670	72390	1,2

Dans les deux cas, on prend en compte uniquement la conduction dans les différentes couches et la convection entre le milieu ambiant et la face inférieure du refroidisseur plan, caractérisé par h_{eq} .

3.4.1 : Simulation numérique

Nous utilisons le logiciel FLOTHERM, bien adapté à notre étude puisqu'il discrétise le système en volumes de forme parallélépipédique, qui est celle du module.

Le module complet est représenté avec les paramètres donnés dans le Tableau 3-5.

Tableau 3-5 : Paramètres de la simulation

couche		matériau	dimensions			k (W/mK)
			x (mm)	y (mm)	z (mm)	
refroidisseur		cuivre	49	49	1	400
brasure refroidisseur / DBC		Sn / Pb	49	49	0,1	50
DBC		cuivre (x2)	49	49	0,3	400
		AlN			0,63	170
brasures inférieures	IGBT	Sn / Pb / Ag	11,8	11,8	0,1	23
	diode		7,3	5,3	0,1	
composants	IGBT	silicium	11,8	11,8	0,25	150
	diode		9,35	7,35	0,35	
brasures supérieures	source IGBT	Sn / Pb / Ag	3,1	2,1	0,1	23
	grille IGBT		2	1	0,1	
	diode		7,3	5,3	0,1	

L'accrochage entre le cuivre et le nitrure d'aluminium du DBC est modélisé par une conductance de $2 \cdot 10^5 \text{ W/m}^2\text{K}$ [7].

Un exemple de simulation est présenté ci-dessous. Le coefficient d'échange équivalent est de $10^5 \text{ W/m}^2\text{K}$, il est appliqué uniquement sur la zone du refroidisseur plan équivalent correspondant aux microcanaux (sur une surface de $40 \times 29 \text{ mm}^2$). La température ambiante est de $0 \text{ }^\circ\text{C}$. La chaleur est uniformément répartie dans le volume des composants. Chaque IGBT dissipe 300 W , chaque diode 150 W . Le champ de température obtenu est présenté sur la Figure 3-7 pour le module inférieur et sur la Figure 3-8 pour le module complet. La température maximale sur les composants passe de $63 \text{ }^\circ\text{C}$ à $44 \text{ }^\circ\text{C}$, soit une diminution de 30% .

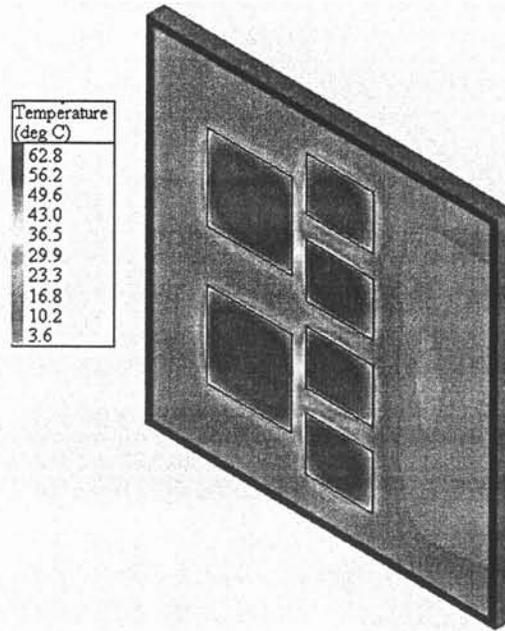


Figure 3-7 : Champ de température dans le module inférieur

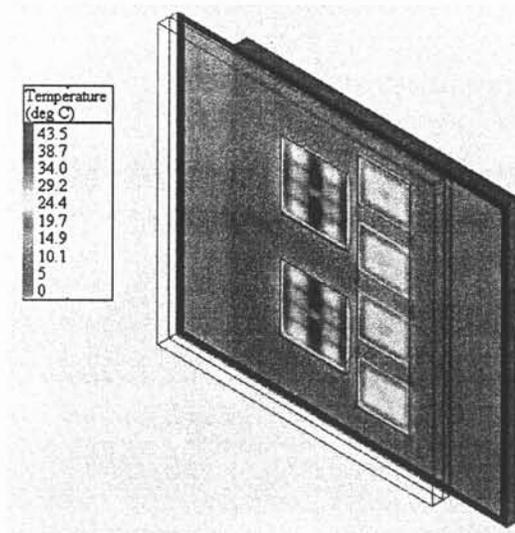


Figure 3-8 : Champ de température dans le module complet

Pour calculer la résistance thermique d'un composant, une puissance P est dissipée dans celui-ci. A partir du champ de température donné par le logiciel, on calcule la résistance thermique à l'aide de la température moyenne dans le volume de la puce.

Les résistances thermiques obtenues sont données dans le Tableau 3-6, pour un coefficient d'échange équivalent de $10^5 \text{ W/m}^2\text{K}$, correspondant au cas où de l'eau pure à $80 \text{ }^\circ\text{C}$ circule dans les microcanaux.

Tableau 3-6 : Résistances thermiques des composants pour $h_{eq} = 10^5 \text{ W/m}^2\text{K}$

composant	IGBT 1, 2	diodes 1, 3	diodes 2, 4
module complet, R_{th} (K/W)	0,111	0,198	0,198
module inférieur, R_{th} (K/W)	0,172	0,328	0,328

Dans ce cas, avec un refroidissement double face, 65 % de la puissance dissipée transite par le refroidisseur inférieur et 35 % par le refroidisseur supérieur, pour les IGBT. Pour les diodes, les valeurs sont respectivement de 62 et 38 %. La surface des plots de connexion en face avant des composants étant plus faible qu'en face arrière, le flux de chaleur transite en proportion plus grande dans le refroidisseur inférieur.

3.4.2 : Modélisation analytique

Les calculs reposent sur les travaux de S. Raël [11], présentés au paragraphe 1.4.3, permettant d'obtenir, par un calcul analytique, le champ de température régnant dans une architecture typique de l'électronique de puissance (dissipation multisource sur échangeur multicouche). Les calculs sont programmés avec le logiciel MATLAB.

La résistance thermique de chaque composant est décomposée en deux résistances thermiques associées en parallèle. L'une, R_{thinf} , représente l'empilement inférieur et l'autre, R_{thsup} , représente l'empilement supérieur.

La modélisation analytique est valable pour un empilement parallélépipédique non pyramidal. Nous avons donc réduit la surface des DBC à la surface des microcanaux ($40 \times 29 \text{ mm}^2$), puisque l'épanouissement du flux de chaleur dans les DBC à l'extérieur de cette zone est négligeable. De plus, les pistes de cuivre du DBC supérieur sont modélisées comme une couche uniforme : les zones où le cuivre est gravé pour isoler les pistes de grille et source ne sont pas représentées. Ces restrictions mises à part, les paramètres de la modélisation sont les mêmes que pour la simulation numérique à l'aide de FLOTHERM (voir Tableau 3-5).

Calcul de R_{thinf}

On applique directement les résultats du paragraphe 1.4.3, pour obtenir la matrice $[R_{thpinf}]$ du système. Les éléments diagonaux nous donnent les résistances thermiques propres de chaque puce, les éléments non diagonaux les résistances thermiques mutuelles entre puces.

La puissance dissipée dans les quatre diodes étant la même, on peut se ramener à une matrice diagonale, dont les coefficients sont les suivants :

$$R_{thinf\ diode\ i} = \sum_{j=1}^4 R_{thpinf\ diode\ i\ diode\ j} \quad \text{pour } i \text{ compris entre 1 et 4.} \quad (3.1)$$

En raison de la symétrie du module, les résistances thermiques des diodes 1 et 4 sont égales ; il en est de même pour les diodes 2 et 3.

De même pour les deux IGBT (qui ont la même résistance thermique):

$$R_{thinf\ IGBT} = R_{thpinf\ IGBT1\ IGBT1} + R_{thpinf\ IGBT1\ IGBT2} \quad (3.2)$$

On obtient ainsi les résistances thermiques inférieures des composants, correspondant au module inférieur.

Calcul de R_{thsup}

Pour les diodes, la démarche est la même que précédemment en considérant cette fois l'empilement supérieur.

Pour les IGBT, le transfert de chaleur avec l'empilement supérieur se fait uniquement par l'intermédiaire des neuf plots de brasure (numérotés de 1 à 9, voir Figure 3-9).

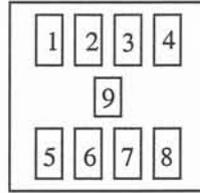


Figure 3-9 : Plots de la face supérieure des IGBT

On considère donc l'empilement supérieur avec neuf "puces" dissipant une densité de flux uniforme φ . On obtient alors la matrice $[R_{thpsupIGBT}]$ par la modélisation analytique. Celle-ci nous permet de calculer l'élévation de température moyenne de chaque plot :

$$\Delta T_{plot\ i} = \sum_{j=1}^9 R_{thpsup\ IGBT\ ij} \cdot \varphi S_j \quad \text{pour } i \text{ compris entre 1 et 9,} \quad (3.3)$$

où S_j est la surface du plot j .

On calcule alors l'élévation de température moyenne de la puce, en considérant que le plot i est à une température constante égale à $\theta_{plot\ i}$:

$$\Delta T_{moy\ IGBT} = \frac{1}{S_{plots}} \sum_{i=1}^9 \Delta T_{plot\ i} \cdot S_i, \quad (3.4)$$

où S_{plots} est la surface totale des plots.

Finalement, on obtient la résistance thermique supérieure de l'IGBT par :

$$R_{thsup IGBT} = \frac{\Delta T_{moy IGBT}}{\varphi S_{plots}} \quad (3.5)$$

Pour obtenir les résistances thermiques du module complet, il reste à associer en parallèle les résistances thermiques inférieures et supérieures.

3.4.3 : Comparaison des deux approches

Le Tableau 3-7 et le Tableau 3-8 récapitulent les résultats obtenus à l'aide de Flotherm et par la modélisation analytique pour deux coefficients d'échange équivalent ainsi que l'écart entre les deux.

Tableau 3-7 : Résistances thermiques du module inférieur (K/W)

h (W/m ² K)	composant	IGBT 1, 2	diodes 1, 4	diode 2, 3
5.10 ⁴	flotherm	0,204	0,380	0,381
	modélisation analytique	0,209	0,392	0,380
	erreur relative	2,5 %	3,2 %	0,3 %
10 ⁵	flotherm	0,172	0,328	0,328
	modélisation analytique	0,177	0,336	0,328
	erreur relative	2,9 %	2,4 %	0 %

Tableau 3-8 : Résistances thermiques du module complet (K/W)

h (W/m ² K)	composant	IGBT 1, 2	diodes 1, 4	diode 2, 3
5.10 ⁴	flotherm	0,127	0,228	0,228
	modélisation analytique	0,122	0,237	0,23
	erreur relative	3,9 %	3,9 %	0,9 %
10 ⁵	flotherm	0,111	0,328	0,198
	modélisation analytique	0,106	0,336	0,199
	erreur relative	4,5 %	2,4 %	0,5 %

Dans tous les cas, l'écart relatif entre les résistances thermiques calculées numériquement et analytiquement est inférieur à 5 %. Il est lié aux hypothèses simplificatrices faites pour le calcul analytique de la résistance thermique.

Avec la simulation numérique, l'empilement est mieux représenté : on peut dessiner les pistes dans le cuivre, l'empilement peut être pyramidal. Cependant, les étapes de résolution et d'exploitation des résultats sont relativement longues. L'approche analytique nécessite des hypothèses simplificatrices. Elle permet d'obtenir, de façon simple et rapide, les résistances thermiques du module, sans logiciel spécifique. D'autre part, on peut ajouter à ce modèle analytique les équations du couplage électrothermique données dans [7], permettant de

calculer la répartition du courant entre les puces élémentaires, lors du fonctionnement des composants.

L'écart entre les deux approches étant faible, les résultats présentés dans la suite sont obtenus à l'aide de l'approche analytique, plus rapide et plus simple à mettre en œuvre.

3.4.4 : Synthèse des résultats

A partir de la résistance thermique des composants, on peut calculer la puissance qu'ils sont capables de dissiper pour une élévation de température donnée $\Delta T_{composant}$ entre le composant (température de jonction) et le milieu ambiant (température d'entrée du fluide). Pour pouvoir comparer avec d'autres types de modules, la puissance dissipée est donnée pour une surface de 1 cm^2 , par la formule :

$$P_{d\ composant} = \frac{\Delta T_{composant}}{R_{th\ composant} S_{composant}}, \quad (3.6)$$

où $S_{composant}$ est la surface totale du composant (en cm^2).

La puissance dissipable dans les composants des modules complet et inférieur est présentée sur la Figure 3-10 pour différentes valeurs du coefficient d'échange équivalent h_{eq} (pour une élévation de température de $45 \text{ }^\circ\text{C}$).

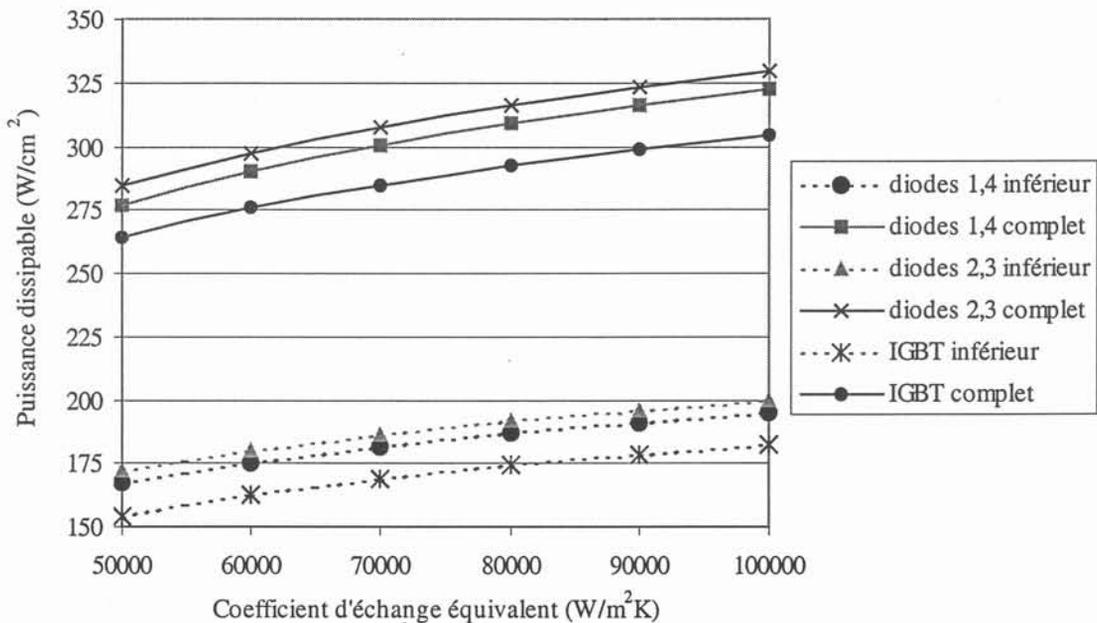


Figure 3-10 : Puissance dissipable dans les composants ; $\Delta T_{composant} = 45 \text{ }^\circ\text{C}$

Jusqu'à présent, les résultats présentés étaient valables pour des brasures en alliage étain / plomb / argent (2% / 95,5% / 2,5%), d'épaisseur 100 μm . Nous avons aussi calculé les puissances dissipables lorsque les composants sont brasés à l'aide d'un alliage étain / plomb (10% / 90%), et pour différentes épaisseurs. Les résultats sont donnés sur la Figure 3-11 et la Figure 3-12 pour les IGBT. L'élévation de température est toujours de 45 °C. Pour la Figure 3-11, le coefficient d'échange équivalent est de $10^5 \text{ W/m}^2\text{K}$, ce qui correspond à de l'eau pure à 80 °C circulant dans les microcanaux ; pour la Figure 3-12 il est de $7.10^4 \text{ W/m}^2\text{K}$, si le fluide est de l'eau glycolée.

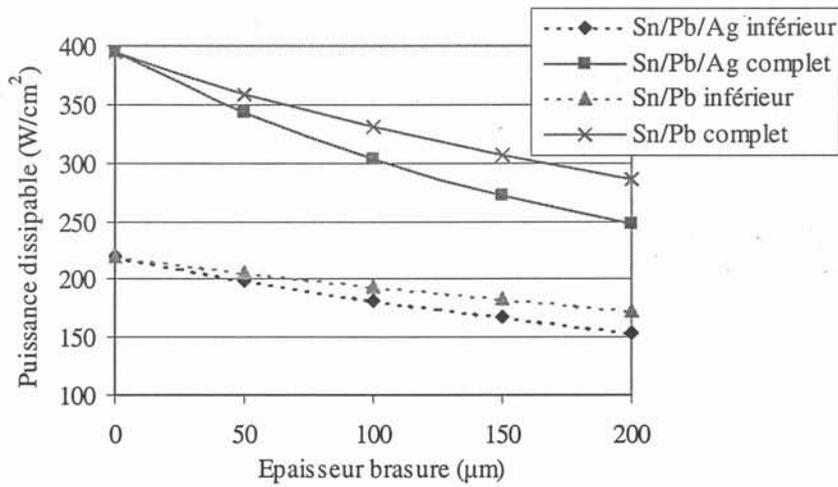


Figure 3-11 : Puissance dissipable dans les IGBT ; $\Delta T_{\text{composant}} = 45 \text{ }^\circ\text{C}$; $h_{\text{eq}} = 10^5 \text{ W/m}^2\text{K}$

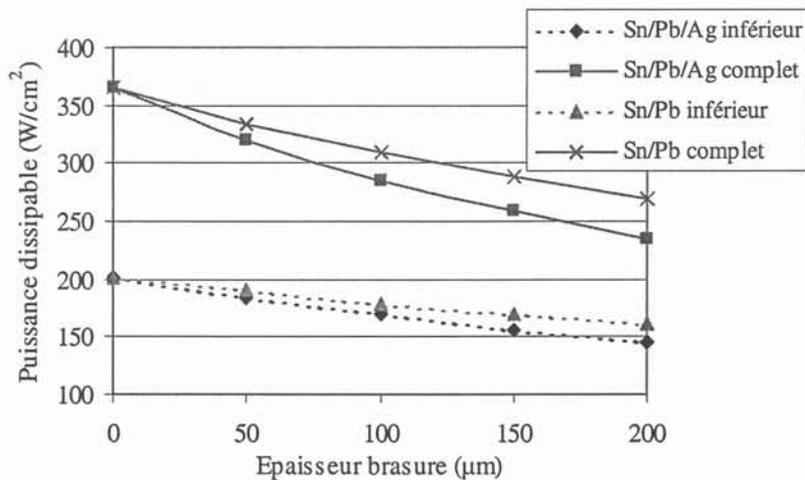


Figure 3-12 : Puissance dissipable dans les IGBT ; $\Delta T_{\text{composant}} = 45 \text{ }^\circ\text{C}$; $h_{\text{eq}} = 7.10^4 \text{ W/m}^2\text{K}$

En résumé, si l'on considère l'alliage choisi pour la réalisation des prototypes (Sn / Pb / Ag d'épaisseur 100 μm), on obtient les résultats indiqués dans le Tableau 3-9, pour les modules inférieur et complet, pour deux fluides (eau pure et eau glycolée).

Tableau 3-9 : Puissance dissipable dans les IGBT ; $\Delta T_{\text{composant}} = 45 \text{ }^\circ\text{C}$

fluide	module inférieur	module complet
eau glycolée	169 W/cm^2	285 W/cm^2
eau pure	182 W/cm^2	303 W/cm^2

Le refroidissement double face permet d'augmenter la puissance dissipable dans les IGBT d'environ 70 % par rapport au refroidissement simple face. Pour une élévation de température de 45 $^\circ\text{C}$, le module peut dissiper jusqu'à 300 W/cm^2 .

Ces chiffres peuvent être comparés à ceux obtenus pour des refroidisseurs classiques, par exemple un radiateur à ailettes avec convection forcée d'air et une plaque à eau directement brasée sur le DBC (de type moducal, décrit dans le paragraphe 2.5). Les résultats sont donnés sur la Figure 3-13.

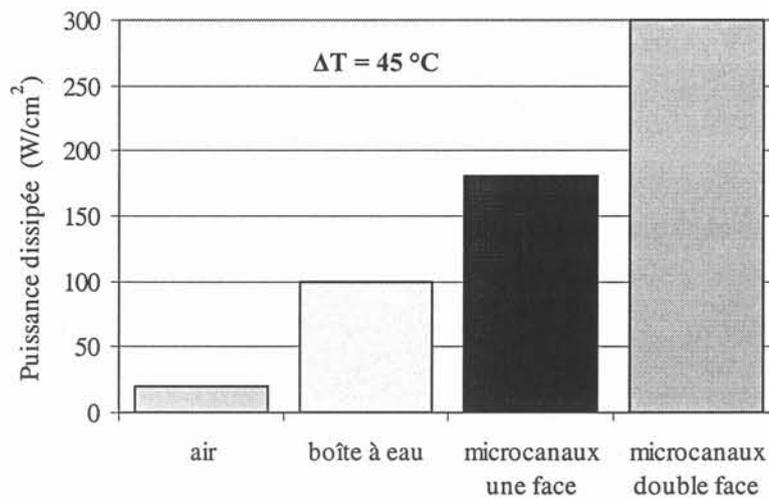


Figure 3-13 : Comparaison entre différents types de refroidissement

Le refroidissement double face par microcanaux s'avère particulièrement performant.

3.4.5 : Répartition de la température entre les différentes couches

Afin d'améliorer encore le dispositif, il est nécessaire de connaître la contribution de chaque couche à la résistance thermique totale du module. Cela peut être fait à partir du champ de température dans le module donné par le logiciel FLO THERM.

Module inférieur

Sur la Figure 3-14, nous avons tracé le profil de température sous le centre de l'IGBT suivant la coordonnée z pour deux coefficients d'échange. La puissance dissipée dans l'IGBT est de 300 W, la température ambiante est 0°C. Dans le Tableau 3-10, on donne pour chaque couche le pourcentage qu'elle représente dans la résistance thermique totale.

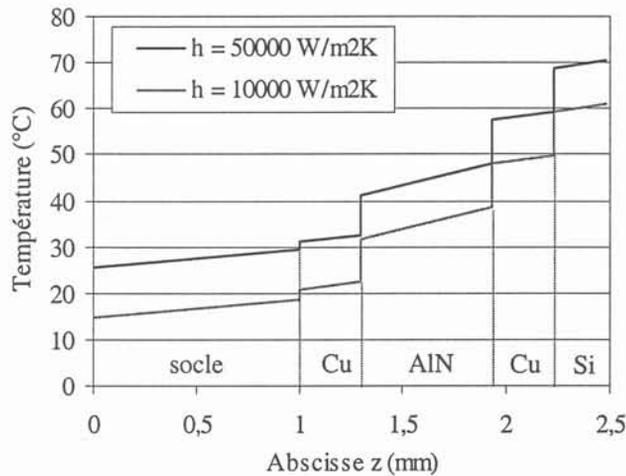


Figure 3-14 : Température sous l'IGBT 1 en fonction de z (module inférieur)

Tableau 3-10 : Contribution de chaque couche à la résistance thermique totale

	h = 50000 W/m ² K	h=100000 W/m ² K
couche	%	%
échange convectif	36,2	24,3
socle	5,3	6,6
brasure inférieure	2,8	3,4
cuivre	1,7	2,3
accrochage cuivre / AlN	12,5	14,9
isolant AlN	9,8	11,5
accrochage cuivre / AlN	13,6	15,9
cuivre	2,1	2,5
brasure supérieure	13,4	15,6
composant IGBT	2,6	3

Pour un coefficient d'échange équivalent de 10⁵ W/m²K, on constate que le refroidisseur (socle et échange convectif entre l'eau et les parois des canaux) représente 31 % de la résistance thermique totale. L'accrochage entre le cuivre et le nitrure d'aluminium des DBC représente à lui seul pratiquement un tiers de la résistance thermique totale, les deux brasures 19 %.

Les différentes interfaces (échange eau / paroi, brasures, accrochage Cu / AlN) représentent les trois quarts du total.

Module complet

Les mêmes calculs ont été faits pour le module complet (Figure 3-15). La contribution de chaque couche est donnée pour les résistances thermiques inférieures et supérieures du module dans le Tableau 3-11.

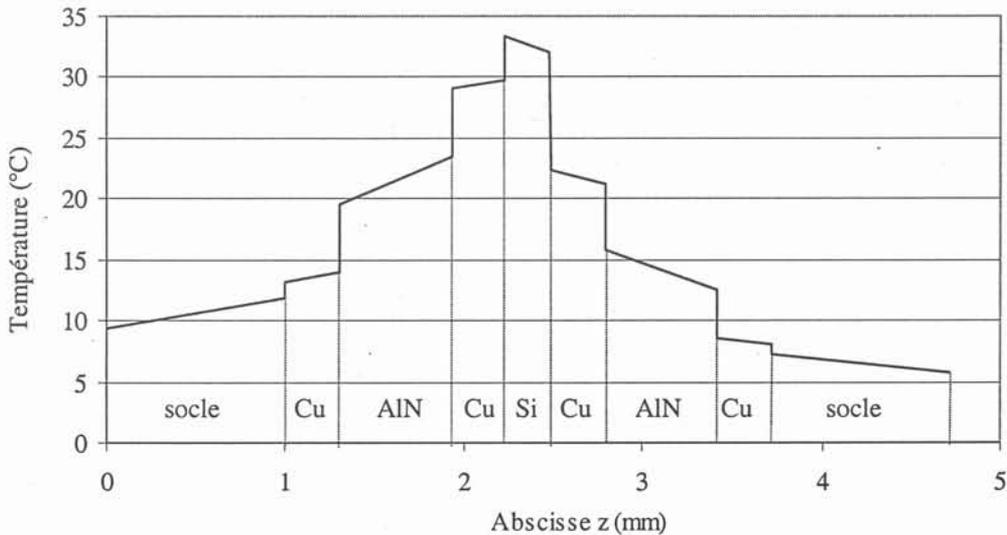


Figure 3-15 : Température sous et sur l'IGBT 1 en fonction de z (module complet, $h=10^5 \text{ W/m}^2\text{K}$)

Tableau 3-11 : Résistances thermiques inférieures et supérieures du module complet ; $h=10^5 \text{ W/m}^2\text{K}$

couche	Résistance thermique inférieure		Résistance thermique supérieure	
	Rth inf (K/kW)	%	Rth sup (K/kW)	%
échange convectif	47,9	28,1	54,7	17,8
socle	12,8	7,5	14,7	4,8
brasure socle / DBC	6,4	3,8	7,9	2,6
cuivre	4,2	2,5	5,1	1,7
accrochage cuivre / AlN	28,3	16,6	37,3	12,2
isolant AlN	21,0	12,3	30,9	10,1
accrochage cuivre / AlN	28,3	16,6	51,8	16,9
cuivre	3,2	1,9	11,7	3,8
brasure DBC / composants	18,2	10,7	92,5	30,2
Total	170,3	100	306,5	100

Pour l'empilement supérieur, la surface d'échange étant plus faible, les résistances thermiques des différentes couches sont plus élevées. Les plots de brasure représentent une part importante de la résistance thermique supérieure (30 %).

Pour diminuer la résistance thermique du module, il convient de réduire au maximum l'épaisseur des brasures, notamment celle de la face supérieure des composants. Une étude spécifique sur des prototypes permettrait de choisir l'épaisseur optimale de la brasure, résultat d'un compromis entre une faible résistance thermique et une bonne tenue du module en cyclage thermique.

D'autre part, il est difficile d'améliorer encore l'échange convectif entre les parois et le fluide. Il semble donc intéressant de s'intéresser au substrat, puisque l'accrochage entre le cuivre et le nitrure d'aluminium du DBC représente une bonne part de la résistance thermique totale. Cet aspect sera abordé au chapitre 4.

3.5 Réalisation technologique

3.5.1 : Cheminement

La réalisation des prototypes présentés dans le paragraphe 3.3 utilise des moyens technologiques développés pour la microélectronique, qui sont disponibles au LETI. Dans ce paragraphe, nous présentons les principales étapes ainsi que les différentes possibilités technologiques qui s'offraient à nous pour la réalisation des prototypes.

Le cheminement technologique peut être décomposé en trois grandes parties.

1. Traitement des composants

Cette étape est réalisée sur les tranches entières de composants. Elle consiste en :

- la métallisation des composants
- la réalisation des plots de brasure
- la découpe des composants.

Les composants sont livrés avec une métallisation des contacts de la face supérieure en aluminium. En effet, celle-ci est requise pour la soudure par ultrasons des fils d'aluminium reliant les contacts au DBC. Cependant, ce matériau n'étant pas brasable, il est nécessaire de recouvrir les contacts avec une autre métallisation, compatible avec la réalisation des plots de

brasure. Ceux-ci peuvent être réalisés de plusieurs façons, que nous indiquerons par la suite. Enfin, les composants sont découpés.

2. Traitement des DBC

Trois étapes sont réalisées sur les DBC :

- la gravure des pistes
- l'isolation du cuivre
- la réalisation des plots de brasure sur le DBC inférieur.

Le cuivre du DBC supérieur est gravé pour permettre l'isolation entre les pistes de grille et de source ; une cavité de 100 μm de profondeur est réalisée dans le cuivre du DBC inférieur pour compenser la différence de hauteur entre les IGBT et les diodes.

Ensuite, les deux DBC sont recouverts d'une couche d'isolant dans laquelle sont réalisées des ouvertures correspondant aux contacts des composants. L'isolation a deux fonctions. Tout d'abord, elle doit définir parfaitement les sites d'accrochage des plots de soudure pour le montage. De plus, elle doit être capable d'isoler électriquement les deux DBC l'un par rapport à l'autre de façon à éviter les phénomènes d'arcage entre les deux. Enfin, la réalisation des plots de brasure sur le DBC inférieur permet le montage de la face arrière des composants.

3. Montage du module

Il est réalisé en trois étapes :

- montage de la face avant des composants sur le DBC supérieur
- montage de la face arrière des composants sur le DBC inférieur
- montage des refroidisseurs sur les deux DBC.

3.5.2 : Choix de la technologie de réalisation des plots de brasure

Nous avons choisi de réaliser les plots de brasure sur chaque plot d'aluminium de la face supérieure des composants : huit plots de source et un plot de grille pour les IGBT, ainsi que le plot d'anode pour les diodes sont à traiter. Différents procédés permettent de fabriquer les plots : l'électrolyse, la sérigraphie et la préforme.

Electrolyse

Le procédé d'électrolyse est résumé sur la Figure 3-16.

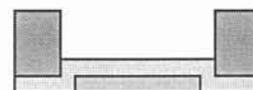
On part du plot de contact avec sa métallisation d'accrochage



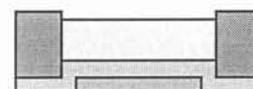
On dépose par pulvérisation le fond continu (permettant l'amenée de courant pour l'électrolyse)



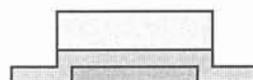
On réalise une étape de photolithographie pour délimiter les zones où l'alliage va croître (dépôt de résine – insolation UV à travers un masque – développement)



On fait croître l'alliage par électrolyse dans les ouvertures de la résine



On enlève la résine et on grave le fond continu



On refond pour réaliser la bille d'alliage fusible

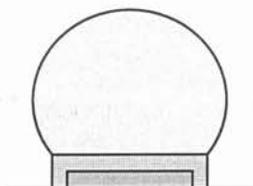


Figure 3-16 : Procédé de fabrication des billes par électrolyse

Sérigraphie

Ce procédé consiste à déposer de la crème à braser à travers un pochoir métallique dont les trous correspondent aux zones où l'on veut déposer l'alliage.

La tranche de silicium est alignée par rapport au pochoir, on dépose de la crème à braser sur le bord du pochoir et on la pousse le long du pochoir à l'aide d'une racle. Elle vient ainsi remplir les trous. Enfin, la plaque est chauffée à haute température (dépendant de l'alliage utilisé) pour refondre l'alliage et obtenir les plots de brasure. Le schéma de principe est présenté sur la Figure 3-17.

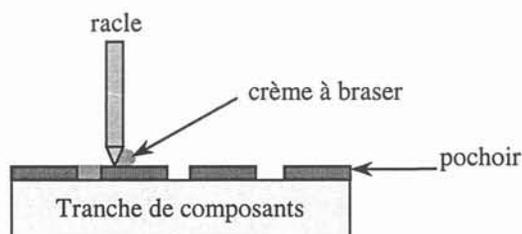


Figure 3-17 : Principe de la sérigraphie

Préforme

Une préforme est un film de l’alliage choisi, et de l’épaisseur désirée. Le film est découpé à la taille du plot et posé sur celui-ci.

Avantages et inconvénients de chaque procédé

Contrairement à la préforme (il faut poser une préforme sur chaque plot de la tranche de composants), les procédés d’électrolyse et de sérigraphie permettent un dépôt collectif de l’alliage : tous les plots d’une tranche sont traités en même temps. Pour cette raison, nous n’avons pas utilisé de préformes pour la réalisation des plots de brasure en face avant du composant.

Les principaux avantages et inconvénients de l’électrolyse et de la sérigraphie sont résumés dans le Tableau 3-12 et le Tableau 3-13.

Tableau 3-12 : Avantages et inconvénients de l’électrolyse

ELECTROLYSE : AVANTAGES	ELECTROLYSE : INCONVENIENTS
<ul style="list-style-type: none"> • contrôle précis de l’épaisseur d’alliage déposé et de son homogénéité (par la densité de courant de l’électrolyse) • possibilité de manipuler, découper la tranche avant l’étape de refusion • possibilité d’un dépôt sur les deux faces de la tranche 	<ul style="list-style-type: none"> • temps de process important (environ 100 min pour 100 µm) • nécessité de réaliser un niveau de photolithographie sur la tranche

Tableau 3-13 : Avantages et inconvénients de la sérigraphie

SERIGRAPHIE : AVANTAGES	SERIGRAPHIE : INCONVENIENTS
<ul style="list-style-type: none"> • pas de photolithographie pour l’étape de dépôt • temps de process court (quelques dizaines de seconde pour le dépôt) 	<ul style="list-style-type: none"> • homogénéité moins bonne qu’en électrolyse • épaisseur du dépôt conditionnée par l’épaisseur du pochoir • nécessité de refondre juste après le dépôt pour la manipulation des tranches

Nous avons réalisé des plots de brasure par électrolyse et par sérigraphie sur les IGBT et les diodes. Les photographies des plots obtenus sont présentées sur la Figure 3-18 pour l’électrolyse avant refusion, sur la Figure 3-19 et la Figure 3-20 pour la sérigraphie avant et après refusion.

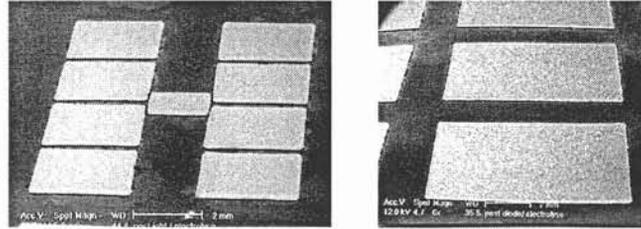


Figure 3-18 : Electrolyse avant refusion (IGBT et diodes)

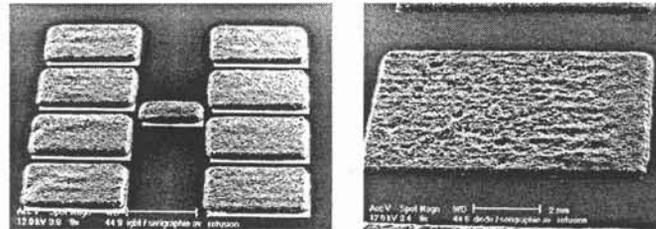


Figure 3-19 : Sérigraphie avant refusion (IGBT et diodes)

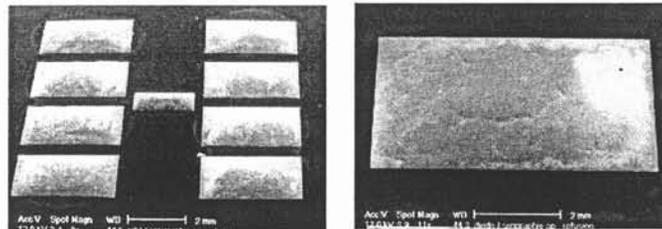


Figure 3-20 : Sérigraphie après refusion (IGBT et diodes)

Pour les prototypes, nous avons choisi le procédé de sérigraphie en raison de sa simplicité de mise en œuvre et du temps de process beaucoup plus court.

Choix de l'alliage

L'alliage classiquement utilisé pour la brasure des faces arrières des composants étant l'étain / plomb / argent (2 % / 95,5 % / 2,5 %), c'est celui que nous avons aussi employé pour la réalisation des plots de brasure en face avant. Sa température de fusion est de 304 °C.

Le choix de l'épaisseur d'alliage que nous avons déposé résulte d'un compromis entre la résistance thermique du montage et la fiabilité du module. En effet, plus l'épaisseur de la brasure est grande, plus la résistance thermique de la couche est importante. En contrepartie, une brasure plus épaisse supporte mieux les contraintes thermomécaniques liées aux différences de dilatation thermique entre les matériaux. Pour la réalisation des prototypes, nous avons choisi une épaisseur de 100 μm .

3.5.3 : Technologie sur les composants

L'enchaînement technologique réalisé sur les tranches entières de composants est le suivant (résumé sur la Figure 3-21) :

1. Dépôt par pulvérisation de titane / nickel / or sur la face avant des tranches
2. Photolithographie face avant
3. Protection face arrière
4. Gravure chimique
5. Retrait résine
6. Sérigraphie
7. Découpe

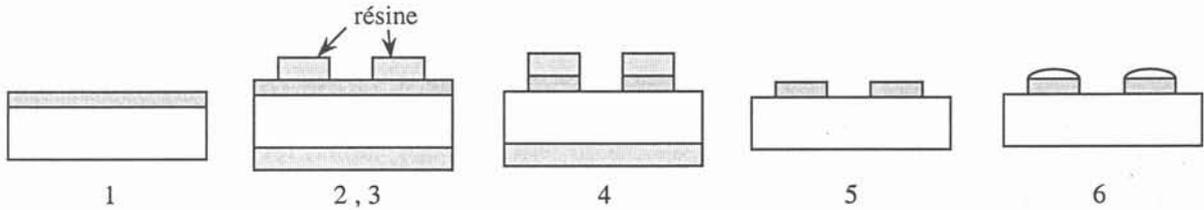


Figure 3-21 : Etapes technologiques sur les composants

La métallisation sur la face avant des composants permet la tenue des plots de brasure. Le titane est une couche d'accrochage sur l'aluminium, le nickel est une barrière de diffusion (il empêche la pénétration d'impuretés dans le silicium), et permet la brasure. L'or sert à protéger le nickel.

Ensuite, une photolithographie permet de délimiter les plots pour la gravure : de la résine positive est déposée à la tournette, insolée à travers un masque et développée. Seules les zones non insolées restent après le développement. De la résine est aussi déposée sur la face arrière des plaques pour en protéger la métallisation. La gravure chimique du titane / nickel / or permet de définir les plots : on se retrouve avec les plots d'aluminium recouverts par la métallisation.

Après retrait de la résine et nettoyage, les tranches sont sérigraphiées puis refondues sous azote à 350 °C. On obtient des "bumps" de hauteur 185 µm pour les IGBT et 135 µm pour les diodes. Les tranches d'IGBT et de diodes sont photographiées sur la Figure 3-22, avant la découpe des composants.

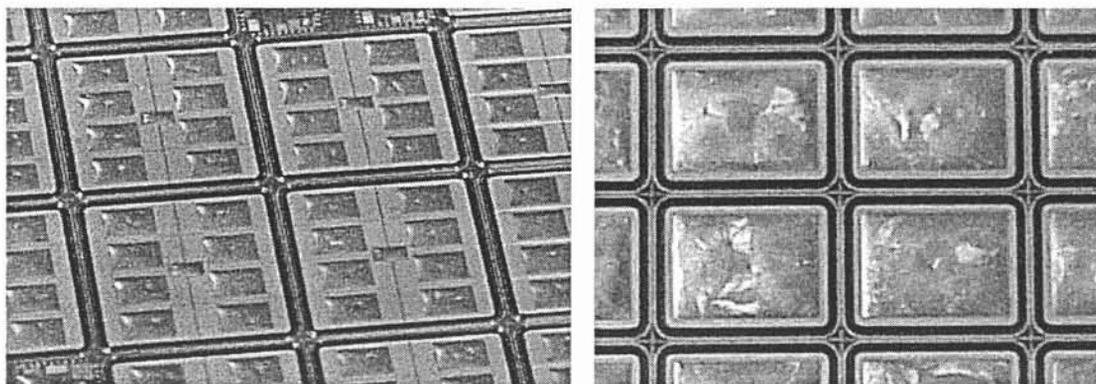


Figure 3-22 : IGBT et diodes après l'étape de sérigraphie

Enfin, les plots sont examinés dans un microfoyer X pour détecter d'éventuelles porosités dans la brasure et au microscope ultrason pour caractériser l'interface brasure / composant. Après la refusion on constate que les plots ne présentent pas de défaut.

3.5.4 : Choix de l'isolation pour les DBC

Deux types de matériaux ont été testés pour l'isolation des DBC : minéral ou organique. Leurs propriétés sont comparées dans le Tableau 3-14.

Tableau 3-14 : Matériaux pour l'isolation des DBC

Isolant	Température maximale d'utilisation	Champ de claquage (V/ μ m)	Constante diélectrique	Type de matériau
Si ₃ N ₄ (PECVD)	1600 °C	660	7,5	passivation minérale
SiO ₂ (PECVD)	1600 °C	790	5,4	passivation minérale
BCB Benzo-Cyclo-Butène	300 °C	610	2,5	passivation organique photosensible
Probimide	400 °C	500	5	passivation organique photosensible

Les passivations minérales tiennent mieux la tension que les passivations organiques, mais elles sont beaucoup plus lourdes à mettre en œuvre. En effet, elles nécessitent un bâti de dépôt (par exemple de type PECVD : Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) et un bâti de gravure sèche (par exemple de type RIE : Reactive Ion Etching).

Les produits organiques sont déposés par centrifugation à la tournette. De plus, ils sont photosensibles, ce qui évite d'avoir recours à une gravure supplémentaire : après étalement, il suffit de les insoler à travers un masque et de les développer. On obtient alors directement les motifs souhaités. Ces matériaux nécessitent donc des moyens moins importants.

Le BCB (Benzo-Cyclo-Butène) ayant une température d'utilisation trop faible (300 °C, alors que le montage se fait à une température de 350 °C), nous avons utilisé le probimide.

3.5.5 : Technologie sur les DBC

L'enchaînement technologique réalisé sur les DBC est le suivant :

1. Gravure du cuivre
 - dépôt film sec photosensible
 - insolation double face
 - développement
 - gravure cuivre
 - retrait film sec
2. Isolation probimide
 - dépôt électrolytique de nickel
 - dépôt de probimide
 - insolation / développement
 - recuit
3. Sérigraphie des plots de brasure sur le DBC inférieur

1. Gravure du cuivre

Les DBC inférieurs et supérieurs sont recouverts de film sec photosensible, qui permet de délimiter les zones de cuivre à graver. Il est déposé à l'aide d'un laminateur sur les deux faces des DBC. Le film sec se comportant comme une résine négative, il faut insoler les zones qui doivent rester. Il est donc nécessaire d'insoler les DBC sur les deux faces : le film sec en face arrière doit être conservé pour protéger la couche de cuivre sur laquelle on viendra braser le refroidisseur. Après développement, le cuivre des faces supérieures des DBC est gravé chimiquement dans une machine semi-automatique servant à la réalisation de circuits imprimés. Enfin, on enlève le film sec. Le profil de gravure obtenu entre les pistes de source et de grille est schématisé et photographié sur la Figure 3-23.

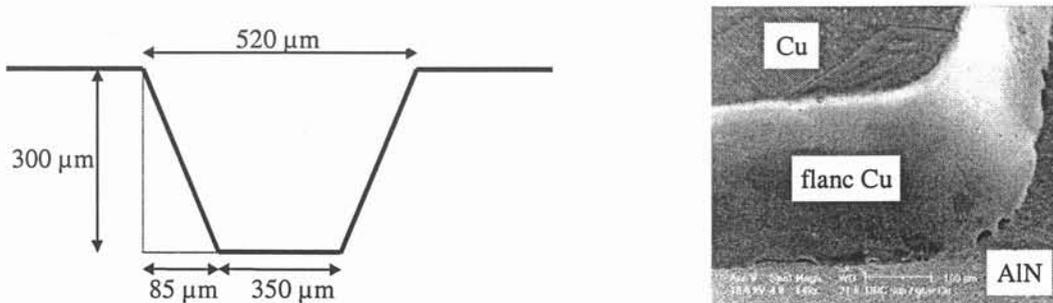


Figure 3-23 : Profil de la gravure du cuivre

La surgravure du cuivre par rapport au bord du film sec est de 150 μm , quelle que soit la direction.

2. Isolation probimide

Ce produit étant incompatible avec le cuivre, il est nécessaire d'avoir une finition autre (par exemple du nickel) sur les DBC. Nous avons donc introduit une étape de dépôt électrolytique de nickel avant le dépôt de l'isolant.

Le probimide est ensuite déposé sur les DBC en deux couches avec une tournette, puis insolé et développé. Enfin, un recuit haute température (400 °C) est réalisé dans un four sous atmosphère d'azote pour durcir le probimide. L'épaisseur finale d'isolant est de 20 μm .

Des photographies des DBC inférieur et supérieur isolés sont présentées sur la Figure 3-24.

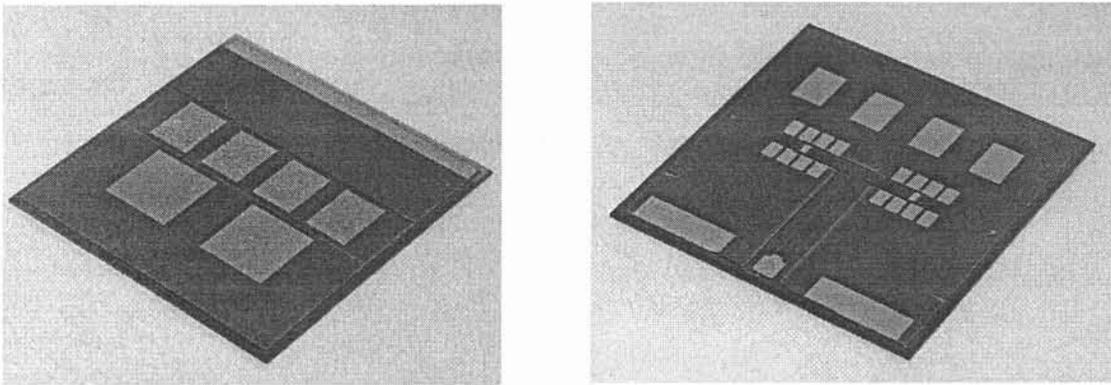


Figure 3-24 : DBC inférieur et supérieur après l'étape d'isolation

3. Sérigraphie sur le DBC inférieur

Pour le montage de la face inférieure des composants, nous avons choisi de sérigraphier l'alliage sur le DBC inférieur. Les plots de brasure sont donc réalisés sur les ouvertures de l'isolation. Après le dépôt de la crème à braser d'alliage étain 2 % / plomb 95,5 % / argent 2,5 % (le même que pour les plots de la face supérieure des composants), une étape de refusion permet de former les "bumps".

3.5.6 : Assemblage des modules

L'assemblage des composants sur les DBC est une étape cruciale et délicate conditionnant les performances électriques et thermiques du module. En effet, si des bulles de gaz sont emprisonnées dans la brasure, sa conductivité thermique est plus faible et la résistance thermique du module est augmentée [44]. En raison des grandes surfaces à braser (11,8 x 11,8

mm² pour les IGBT), la réalisation d'une brasure de bonne qualité est d'autant plus délicate. A titre d'exemple nous présentons un des premiers essais de montage d'une diode sur la Figure 3-25. Il s'agit d'une image obtenue par analyse aux rayons X. Les parties sombres correspondent à la brasure, les parties claires aux porosités dans la brasure.

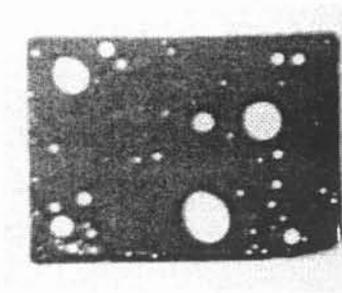


Figure 3-25 : Essai préliminaire de montage d'une diode sur DBC

La mise au point du profil de température pour le montage nécessite de nombreux essais. Les paramètres influents sur la qualité de la brasure sont la température maximale, la vitesse de montée et le temps de palier à cette température, la vitesse de descente en température.

Nous avons utilisé un procédé de montage en rayonnement infra rouge sous vide primaire optimisé par S. Venin [45]. Une image de la brasure d'une diode montée sur DBC avec le profil de température optimisé est présentée sur la Figure 3-26. Le composant est correctement soudé (bords droits) et sans porosité.

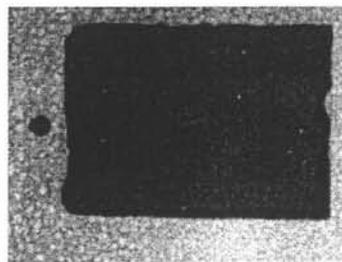


Figure 3-26 : Essai de montage d'une diode avec un profil de température optimisé

Nous avons choisi de monter les composants entre les deux DBC en deux étapes, pour permettre un bon alignement de l'ensemble.

Montage de la face avant des composants sur le DBC supérieur

Il consiste en :

1. Dépôt de flux
2. Alignement des composants sur le DBC supérieur
3. Refusion sous vide
4. Nettoyage
5. Caractérisation

Un flux haute température est tout d'abord déposé sur le DBC à l'aide d'un spray. Lors de la montée en température, celui-ci sera activé : en se vaporisant, il désoxyde les surfaces à braser.

Ensuite, on dépose les composants sur le DBC avec une machine d'alignement : un bras vient prendre le composant et le placer au dessus du substrat. Deux caméras permettent de visualiser le substrat et la puce et d'aligner le plot de grille de l'IGBT par rapport à la zone correspondante ouverte dans l'isolation du DBC. Une fois l'alignement effectué, le bras dépose la puce sur le DBC.

Le substrat avec ses composants est alors transporté dans le four de refusion sous vide : il est déposé sur des picots en quartz. Une batterie de lampes au-dessus des pièces permet de les chauffer par rayonnement infra rouge. Un thermocouple placé sous le DBC permet d'asservir la puissance des lampes pour obtenir le profil de température souhaité.

Le profil de température utilisé peut être décomposé en cinq étapes :

- pompage pour obtenir un vide primaire
- montée lente en température jusqu'à 300 °C pour permettre l'activation du flux
- montée rapide de 300 à 335 °C (température maximale)
- palier à la température maximale
- refroidissement par envoi d'azote.

L'ensemble du cycle dure une dizaine de minutes.

Enfin, le substrat est nettoyé et caractérisé avec un microscope à ultrasons et un microfoyer X. Des exemples d'images sont présentés sur la Figure 3-27 (image obtenue aux rayons X) et la Figure 3-28 (caractérisation aux ultrasons). On constate que les composants sont bien soudés (pas ou peu de porosités). Seules quelques zones sur les bords des diodes ne sont pas parfaitement soudées.

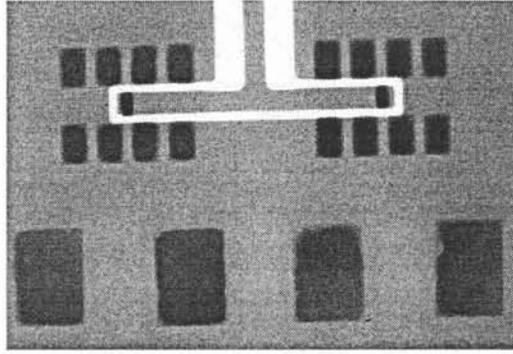


Figure 3-27 : Image RX du montage des composants sur le DBC supérieur

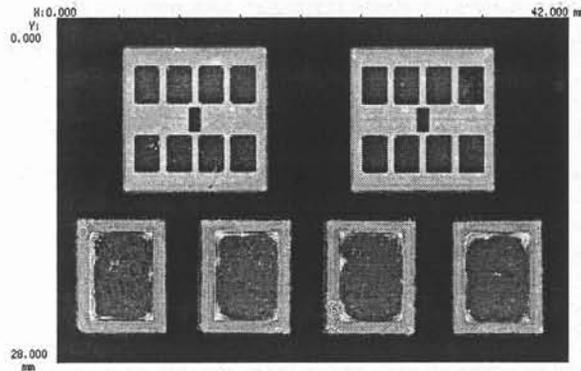


Figure 3-28 : Image ultrason du montage des composants sur le DBC supérieur

Cette première partie du montage permet de bien positionner les IGBT par rapport aux pistes de grille et source du DBC. Une photographie des composants brasés par leur face avant sur le DBC supérieur est présentée sur la Figure 3-29.

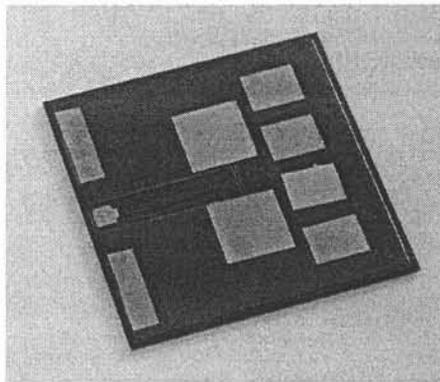


Figure 3-29 : DBC supérieur avec les composants

Montage de la face arrière des composants sur le DBC inférieur

On utilise le même procédé que pour la première partie du montage. Le DBC inférieur est recouvert de flux, on aligne les deux DBC l'un par rapport à l'autre à l'aide d'une cale

mécanique. L'ensemble est posé dans le four de refusion sous vide, on applique le profil de température décrit dans le paragraphe précédent. Après nettoyage, le module est observé aux rayons X. L'analyse aux ultrasons n'est pas possible avec l'appareil que nous utilisons (le signal ne parvient pas à traverser le DBC). Sur la Figure 3-30, on peut voir l'image d'un module, ainsi que des agrandissements sur un IGBT et une diode. On remarque quelques porosités dans la brasure de la face inférieure des composants. Dans l'ensemble, les brasures sont de bonne qualité.

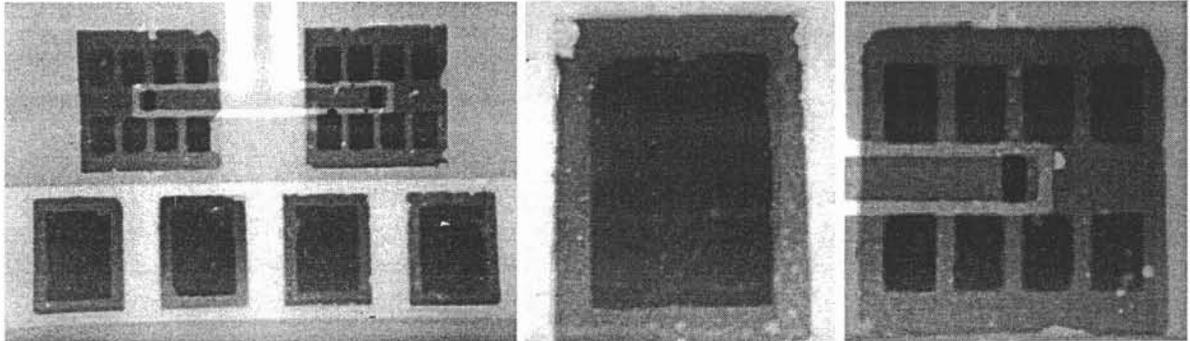


Figure 3-30 : Images RX d'un module, d'un IGBT et d'une diode

Un module ouvert permettant de voir les composants, ainsi qu'une vue d'ensemble d'un module assemblé sont présentés sur la Figure 3-31. On peut voir les ouvertures dans la passivation permettant la connexion électrique du module avec l'extérieur.

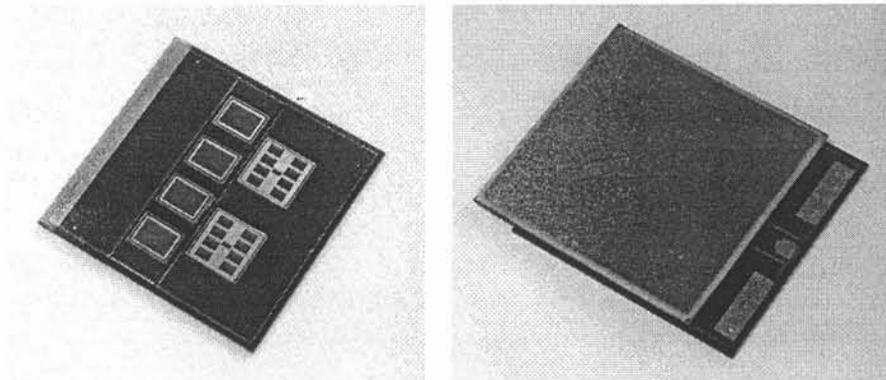


Figure 3-31 : Module ouvert et module assemblé

Isolation complémentaire

Sur les modules assemblés, une isolation complémentaire permet de recouvrir les flancs des composants et des brasures. Nous utilisons du parylène. Il s'agit d'une passivation organique, dont la tenue en tension est de $750 \text{ V}/\mu\text{m}$. Le dépôt (de type CVD : Chemical Vapor

Deposition) se fait sous vide primaire. C'est un dépôt conforme, ce qui signifie que le produit se dépose sur toutes les surfaces avec une épaisseur constante. L'épaisseur que nous avons déposée est de l'ordre de 20 μm .

Montage des refroidisseurs

De la crème à braser d'alliage étain 63 % / plomb 37 % est étalée sur un refroidisseur et sur la face arrière d'un DBC. L'assemblage est réalisé dans une machine de fusion par phase vapeur à 200°C. L'ensemble du dispositif est baigné dans la vapeur d'un produit de type fluor inerte, le transfert de chaleur se fait par convection.

Le module complet avec ses refroidisseurs est présenté sur la Figure 3-32.

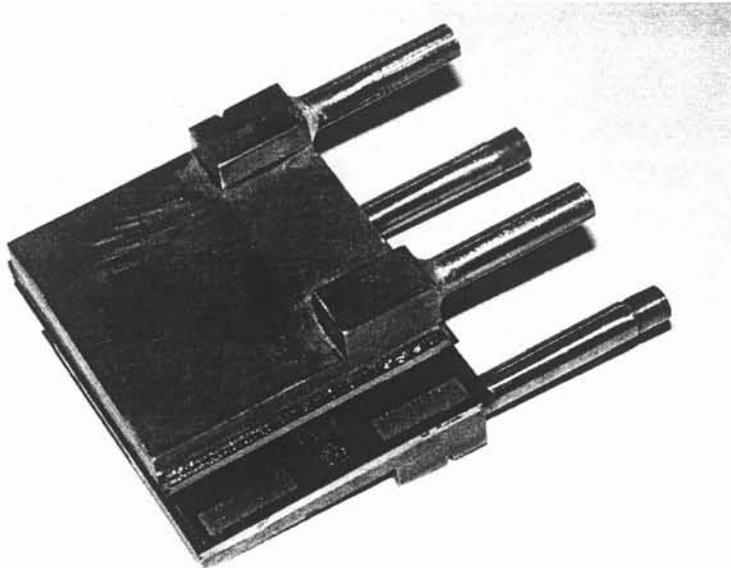


Figure 3-32 : Module complet avec ses refroidisseurs

La réalisation de cinq prototypes a permis de montrer la faisabilité du refroidissement double face, avec connexion des composants par plots de soudure. Des refroidisseurs ont été montés sur deux d'entre eux (appelés module 2 et module 4).

Nous allons maintenant présenter les résultats des tests électriques et thermiques effectués sur les modules.

3.6 Caractérisations électrique, thermique et thermomécanique

Les modules ont été testés au LEG et chez notre partenaire industriel Alstom [46], pour obtenir les résistances thermiques, les caractéristiques statiques des composants ainsi que la puissance motrice nécessaire à la circulation du fluide. De plus, des modules avec et sans refroidisseurs ont été testés en cyclage thermique passif ou actif pour évaluer la fiabilité des modules.

3.6.1 : Résistance thermique

Principe

Les refroidisseurs sont connectés au réseau d'eau industrielle. Les composants sont testés en régime permanent. Le module est intégré dans le circuit électrique de la Figure 3-33. L'interrupteur pilote contrôle le courant de charge dans le composant testé, permettant la mesure de la température de jonction à l'aide d'un paramètre thermosensible (PTS) suivant la méthode expliquée dans le chapitre 1 (paragraphe 1.4.2). Le PTS choisi est la chute de tension directe drain - source.

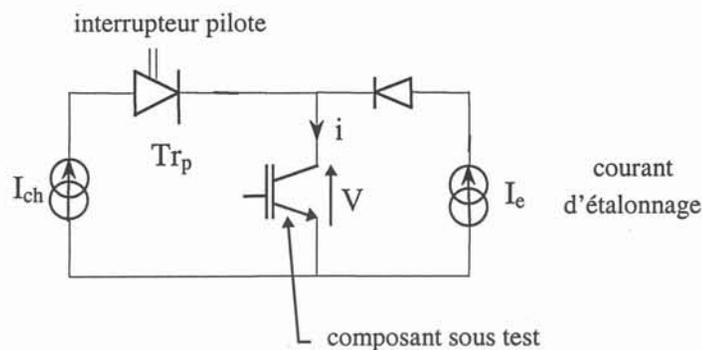


Figure 3-33 : Circuit électrique pour la mesure de résistance thermique

La résistance thermique d'une puce (IGBT ou diode) est calculée à partir de la formule suivante :

$$R_{thpuce} = \frac{T_j - T_{eau, entrée}}{P_{puce}}, \quad (3.7)$$

où $T_{eau, entrée}$ est la température de l'eau à l'entrée des refroidisseurs, T_j la température de jonction de la puce évaluée par PTS, et P_{puce} la puissance dissipée dans la puce.

Pour calculer la puissance dissipée dans une puce, on suppose que le courant est réparti de manière uniforme entre les puces en parallèle (deux puces pour les IGBT, quatre puces pour les diodes).

Le choix des composants pour un même module a été fait à partir des caractéristiques électriques de chaque puce données par le constructeur. Elles ont été obtenues par un test sous pointes des tranches de silicium comportant les composants. Nous avons appairé les puces avant le montage, ce qui justifie l'hypothèse d'équirépartition du courant.

La puissance dissipée dans une puce est donc obtenue par la formule suivante :

$$P_{puce} = \frac{I_{ch} V_{ds}}{n} , \quad (3.8)$$

où I_{ch} est le courant fourni par l'alimentation de puissance, V_{ds} la chute de tension directe aux bornes du module et n le nombre de puces en parallèle ($n = 2$ pour les IGBT et $n = 4$ pour les diodes).

Etalonnage

La mesure de la température de jonction par PTS nécessite une phase préalable d'étalonnage à faible niveau de courant pour établir la relation entre le PTS et la température. Le module est maintenu à une température constante, on mesure la chute de tension du composant pour un courant donné. La valeur de ce courant doit être faible pour limiter l'auto-échauffement du composant. Les courbes obtenues pour le module 2 sont présentées sur la Figure 3-34 pour les IGBT et sur la Figure 3-35 pour les diodes, pour deux niveaux de courant.

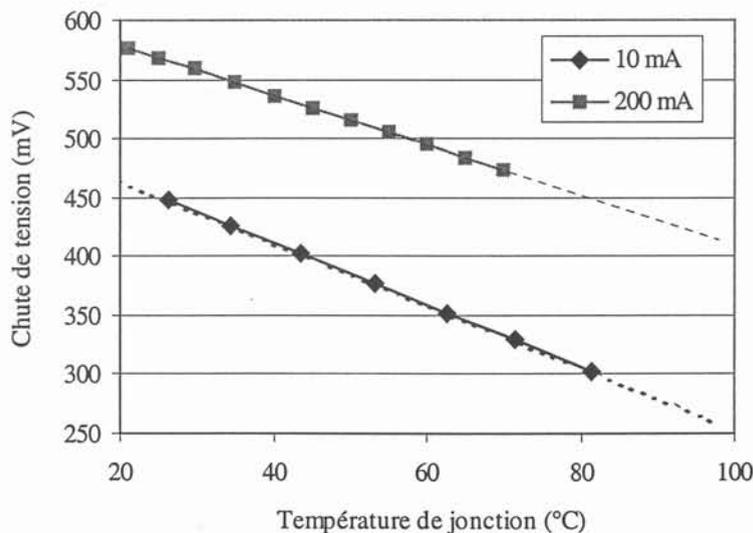


Figure 3-34 : Courbes d'étalonnage du PTS pour les IGBT

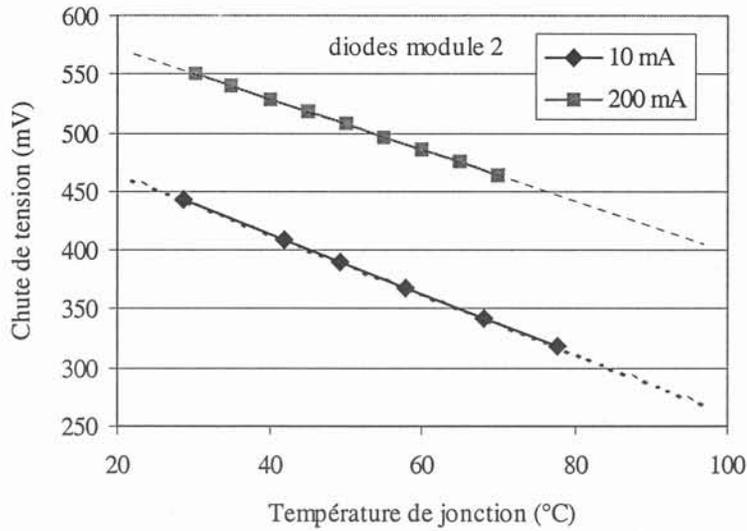


Figure 3-35 : Courbes d'étalonnage du PTS pour les diodes

On obtient une relation linéaire entre la chute de tension directe et la température. Les équations obtenues par régression linéaire sont indiquées dans le Tableau 3-15.

Tableau 3-15 : PTS pour les diodes et IGBT du module 2

composants	courant (mA)	équation
IGBT	10 mA	$V \text{ (mV)} = -2,62 T_j + 516$
	200 mA	$V \text{ (mV)} = -2,1 T_j + 621$
diodes	10 mA	$V \text{ (mV)} = -2,55 T_j + 515$
	200 mA	$V \text{ (mV)} = -2,16 T_j + 615$

Résistances thermiques

Les résistances thermiques ont été obtenues à l'aide d'un banc de mesure développé à Alstom Tarbes, pour différentes valeurs de puissance et pour plusieurs débits.

La résistance thermique du module 4 est présentée en fonction de la puissance dissipée dans une puce sur la Figure 3-36 pour une puce d'IGBT et sur la Figure 3-37 pour une puce diode.

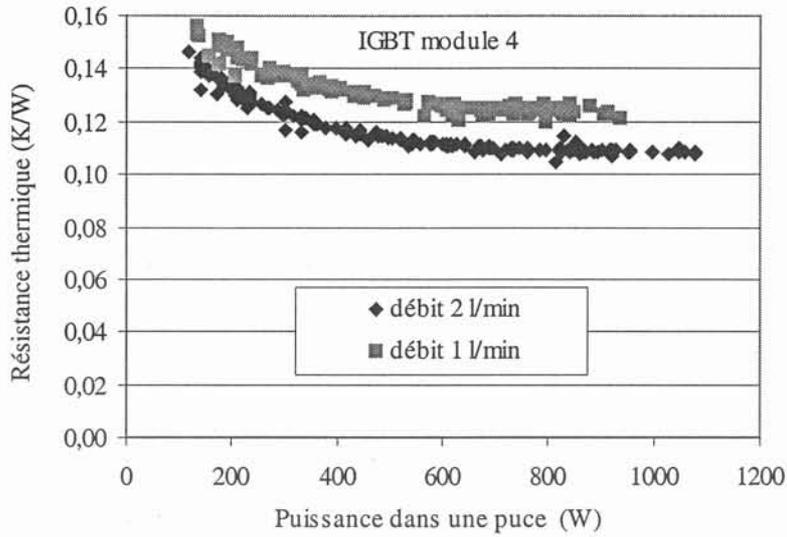


Figure 3-36 : Résistance thermique pour une puce IGBT du module 4

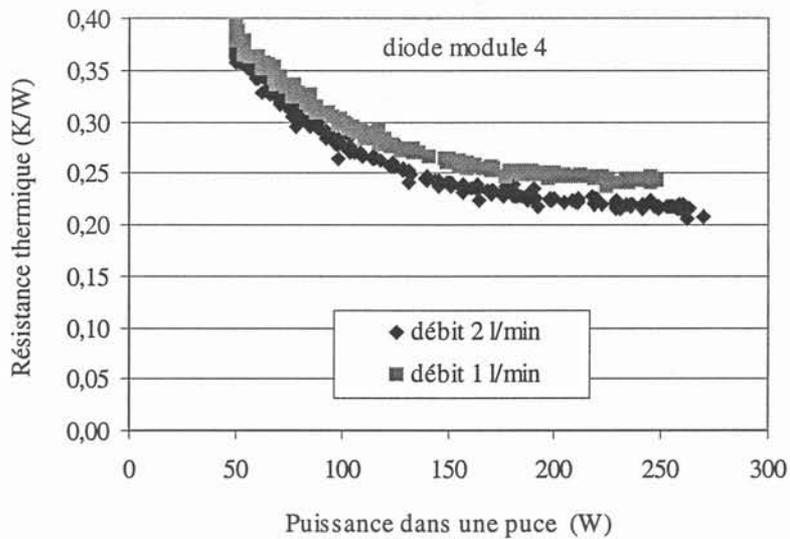


Figure 3-37 : Résistance thermique pour une puce diode du module 4

La résistance thermique diminue avec la puissance dissipée, pour les IGBT et pour les diodes, puis est constante pour les fortes valeurs de puissance. Les valeurs finales des résistances thermiques sont indiquées dans le Tableau 3-16 et comparées avec les valeurs obtenues par simulation.

On note une bonne concordance entre les résistances thermiques mesurées et simulées : l'écart est inférieur à 11 % pour les IGBT et pour les diodes. Cet écart est du même ordre que la précision sur les mesures (de l'ordre de 10 %).

Tableau 3-16 : Résistances thermiques du module 2 à forte puissance

débit	IGBT			diode		
	mesure	simulation	écart	mesure	simulation	écart
1 l/min	0,124 K/W	0,123 K/W	1 %	0,245 K/W	0,22	11 %
2 l/min	0,109 K/W	0,116 K/W	- 6 %	0,215 K/W	0,212	1 %

Une autre série de mesures a été réalisée pour un débit variant de 1 à 8 l/min. Les mesures ont été faites à forte puissance pour s'affranchir de la variation de la résistance thermique avec la puissance. Les résultats sont présentés sur la Figure 3-38 pour les IGBT des modules 2 et 4.

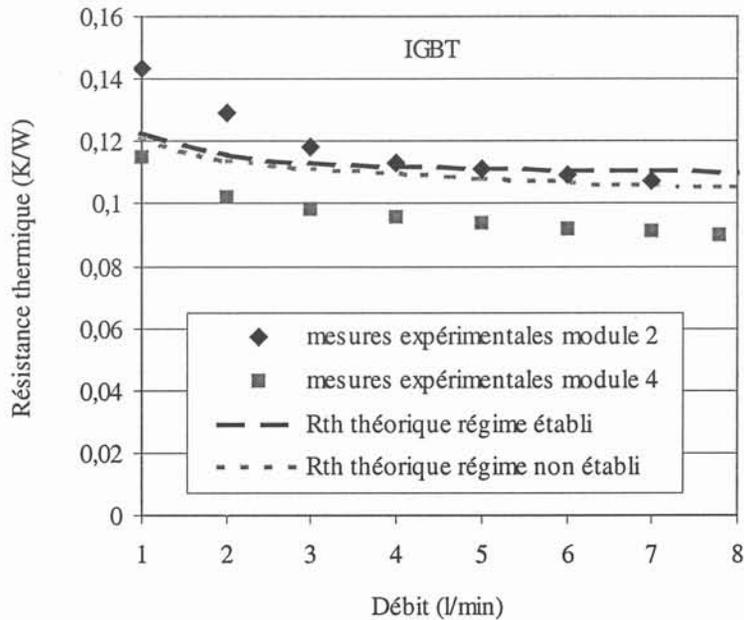


Figure 3-38 : Résistances thermiques des IGBT en fonction du débit

On constate un écart de l'ordre de 15 à 20 % entre les résistances thermiques des modules 2 et 4. Cela est dû à une différence de conception des collecteurs d'entrée et de sortie entre les deux modules : le diamètre hydraulique des collecteurs est plus grand pour le module 4. Cette hypothèse a été confirmée par des simulations thermo-hydrauliques à l'aide du logiciel Flotherm : pour le module 2 le fluide est moins bien réparti dans les canaux. Certaines zones (au-dessus des canaux les plus éloignés de l'entrée d'eau) sont donc moins bien refroidies.

D'autre part, nous avons tracé sur la Figure 3-38 la résistance thermique théorique en régime établi issue des simulations présentées au paragraphe 3.4. La résistance thermique des modules diminue beaucoup plus vite avec le débit que la résistance thermique théorique en régime établi. En fait, pour les débits supérieurs à 1,5 l/min, l'hypothèse du régime établi

n'est plus valable et le coefficient d'échange augmente avec le débit. Nous avons donc calculé ce coefficient pour le régime non établi et les résistances thermiques correspondantes. Cependant, même avec cette hypothèse, la résistance thermique du module 4 diminue plus rapidement que la résistance thermique théorique : notre modèle sous-estime l'accroissement du coefficient d'échange avec le débit. Cela est probablement dû au fait que les puces sont brasées très près de l'entrée des canaux, et que les effets d'entrée du fluide ne sont pas suffisamment pris en compte.

Malgré ces imprécisions dans le modèle, l'écart entre les résistances thermiques théoriques et mesurées reste inférieur à 17 % pour les deux modules, jusqu'à un débit de 8 l/min.

Pertes de pression et puissance motrice

Les pertes de pression dans les refroidisseurs sont données sur la Figure 3-39 en fonction du débit, pour les deux modules.

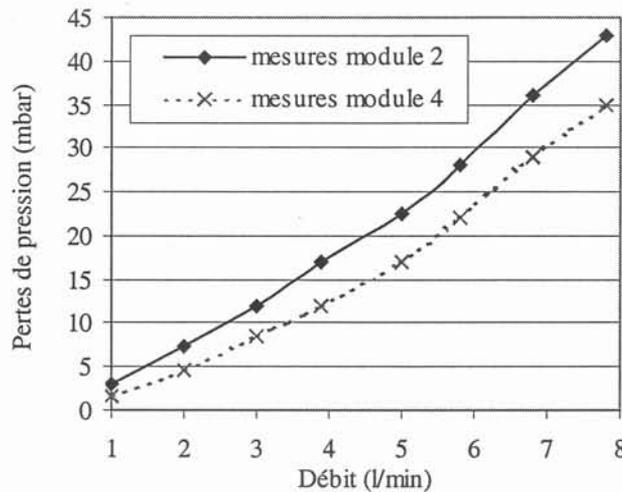


Figure 3-39 : Pertes de pression dans les refroidisseurs

En raison de la différence entre les collecteurs des deux modules, les pertes de pression pour le module 2 sont légèrement supérieures à celles du module 4. La puissance motrice nécessaire à l'écoulement du fluide est définie par le produit entre le débit et les pertes de pression. Pour le module 4, elle reste inférieure à 500 mW pour un débit de 8 l/min.

Synthèse des performances thermiques

Le module 4 donne des résultats très satisfaisants du point de vue thermique. La résistance thermique d'une puce IGBT (de surface $11,8 \times 11,8 \text{ mm}^2$) est de $0,09 \text{ K/W}$ pour un débit de 8

l/min. Pour une élévation de température de 45 °C entre la puce et l'eau à l'entrée du refroidisseur, la puissance dissipable dans les IGBT atteint 360 W par centimètre carré de silicium. Si l'élévation de température est de 100 °C, la puissance dissipée est de 800 W/cm² près de 175 A peuvent circuler dans chaque puce d'IGBT, ce qui représente 3,5 fois son courant nominal. Ces performances sont atteintes avec une puissance motrice inférieure à 500 mW.

3.6.2 : Caractéristiques statiques

Les caractéristiques statiques des composants à une température de 23,5 °C sont données sur la Figure 3-40 pour les modules 2 et 4. Le courant indiqué est le courant total parcourant soit les deux puces d'IGBT en parallèle, soit les quatre puces de diodes.

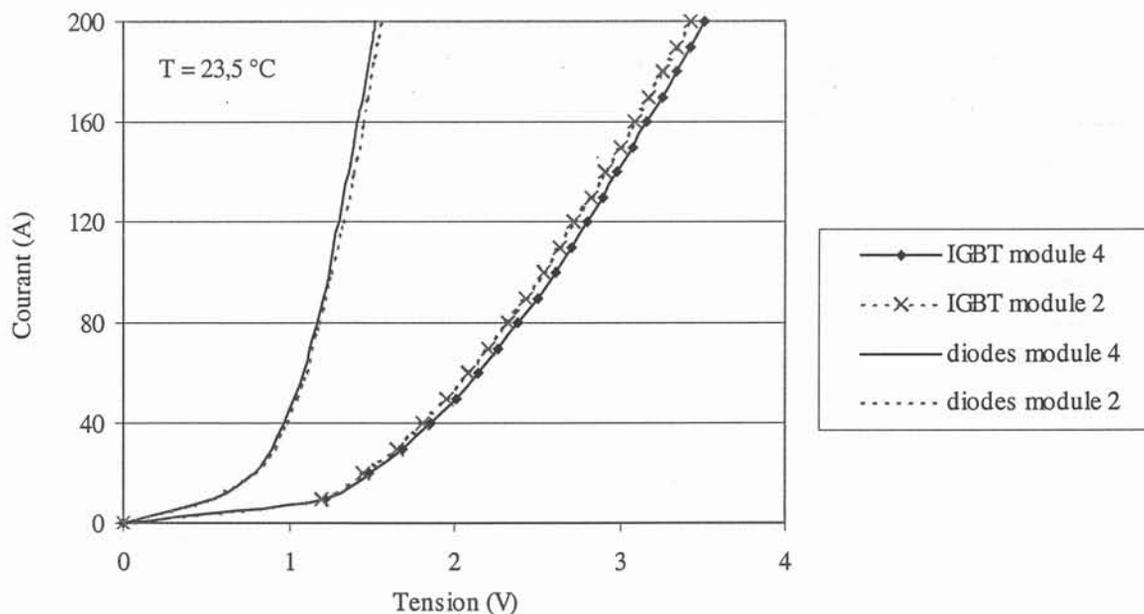


Figure 3-40 : Caractéristiques statiques des composants à 23,5 °C

Ces courbes sont données pour une température fixée (égale à 23,5 °C). Nous avons aussi tracé les caractéristiques statiques des composants au cours du fonctionnement en régime permanent, ainsi que la température de jonction des composants en fonction du courant, la température d'entrée de l'eau étant de 20 °C (Figure 3-41 et Figure 3-42). Elles correspondent donc à une résistance thermique fixée et à une température variable, dépendant de la puissance dissipée.

Pour les IGBT, nous avons pu faire fonctionner les composants jusqu'à 380 A, ce qui représente 3,8 fois le courant nominal donné par le constructeur. La caractéristique statique est quasiment linéaire jusqu'à un courant de 300 A (trois fois le courant nominal).

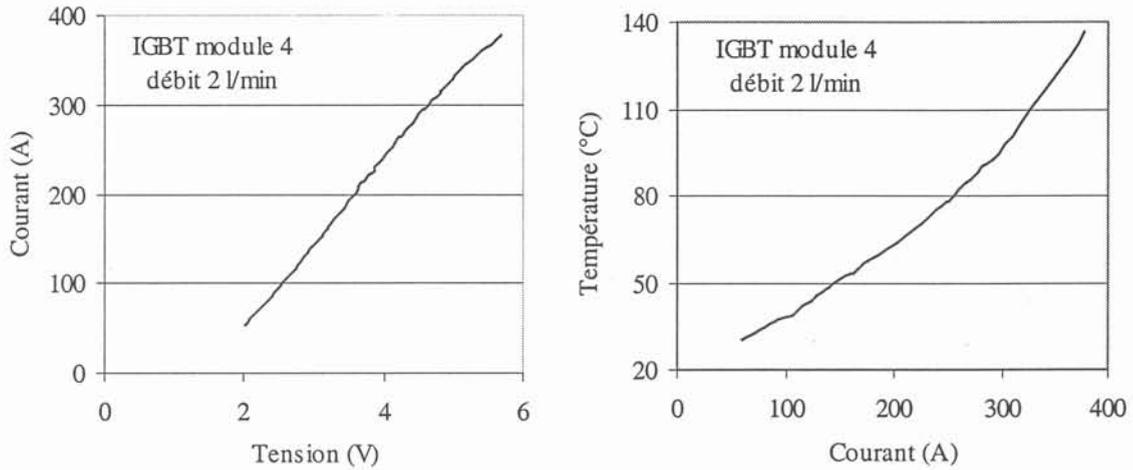


Figure 3-41 : Caractéristique statique des IGBT en fonctionnement

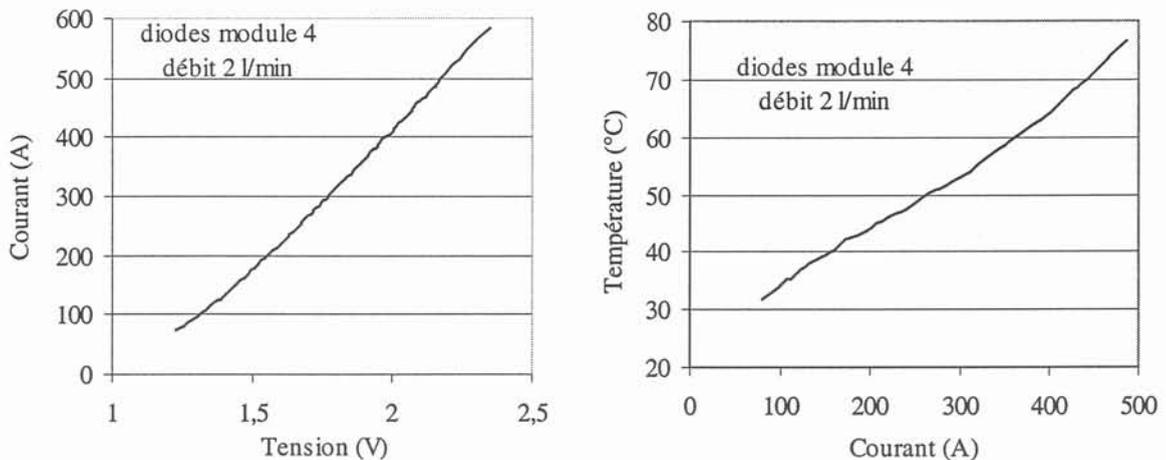


Figure 3-42 : Caractéristique statique des diodes en fonctionnement

3.6.3 : Cyclage thermique

Les tests en cyclage thermique permettent d'évaluer la durée de vie d'un module, ainsi que de détecter les points faibles de l'assemblage affectant sa fiabilité. Différents types de tests sont utilisés (cyclage actif ou passif, cycles longs ou courts) suivant les phénomènes de dégradation

que l'on souhaite mettre en évidence. Actuellement, une norme concernant les tests de fiabilité spécifiques à la traction ferroviaire est en cours d'élaboration.

Cyclage passif

Deux modules sans refroidisseur ont été testés en cyclage passif dans une étuve double chambre, permettant de les soumettre à de fortes contraintes thermomécaniques. Les modules ont été soumis à des cycles d'une heure : 30 minutes à -45 °C puis 30 minutes à 125 °C . Un suivi de la caractéristique statique des IGBT permet d'évaluer la dégradation du module. Au voisinage du centième cycle, il est apparu une très faible dérive des paramètres statiques, liée à une détérioration des brasures des IGBT. Au cycle 115, une délamination entre l'AlN et le cuivre du DBC a été observée.

La comparaison avec les assemblages classiques est difficile puisque les modules testés ne comportaient pas de semelle, ni de refroidisseurs. Ce test n'est pas représentatif des contraintes thermomécaniques subies par un module complet. Néanmoins, qualitativement, il nous a permis de nous assurer de la bonne tenue des brasures. Même après 450 cycles, le module ne s'est pas dessoudé. D'autre part, on constate que le substrat DBC est fragile et pose de gros problèmes de fiabilité.

Cyclage actif

Le cyclage actif permet d'accélérer le vieillissement des composants tout en reproduisant des conditions de fonctionnement proches de celles rencontrées en traction ferroviaire. Deux tests de cyclage sont utilisés. Le cyclage temps court (temps d'échauffement inférieur à 3 secondes) permet de solliciter plus particulièrement les fils d'aluminium (bondings) assurant la connexion classique des plots de grille et source des IGBT. Le cyclage temps long (temps d'échauffement supérieur à 1 minute) permet de faire travailler les brasures des puces et la brasure du DBC sur la semelle.

Pour une première estimation de la durée de vie des modules réalisés au LETI, un cyclage temps long a été effectué sur le module 4 afin de solliciter l'ensemble des brasures.

Le cyclage a été effectué à Alstom Tarbes à l'aide d'un banc développé par l'INRETS. Le cycle se décompose en trois phases d'une minute représentées sur la Figure 3-43.

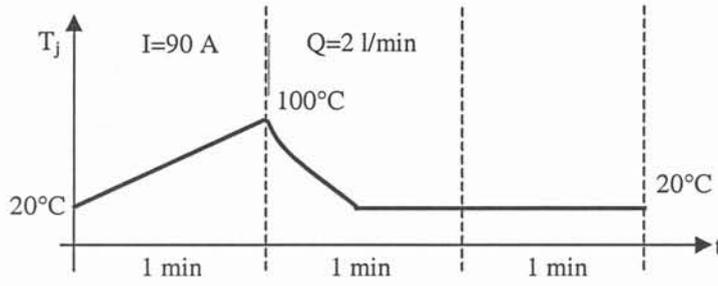


Figure 3-43 : Cyclage actif : un cycle

Dans une première phase, on fait circuler un courant de 90 A dans les IGBT, qui ne sont pas refroidis. Les composants subissent une élévation de température de 80°C . Dans une deuxième phase, on coupe le courant et on alimente les refroidisseurs en eau. La température des composants décroît jusqu'à la température ambiante. Dans la troisième phase, le module est au repos (pas de courant ni de refroidissement). Au cours du cyclage, la tension du module à l'état passant est suivie. Le test s'arrête lorsque cette tension a dérivé de 10 % par rapport à sa valeur initiale.

Pour le module 4, le test de cyclage avec une élévation de température de jonction de 80°C s'est arrêté au bout de 5500 cycles. Dans les mêmes conditions de fonctionnement, pour entrer dans les critères d'utilisation d'Alstom, les modules doivent tenir au moins dix mille cycles (Figure 3-44).

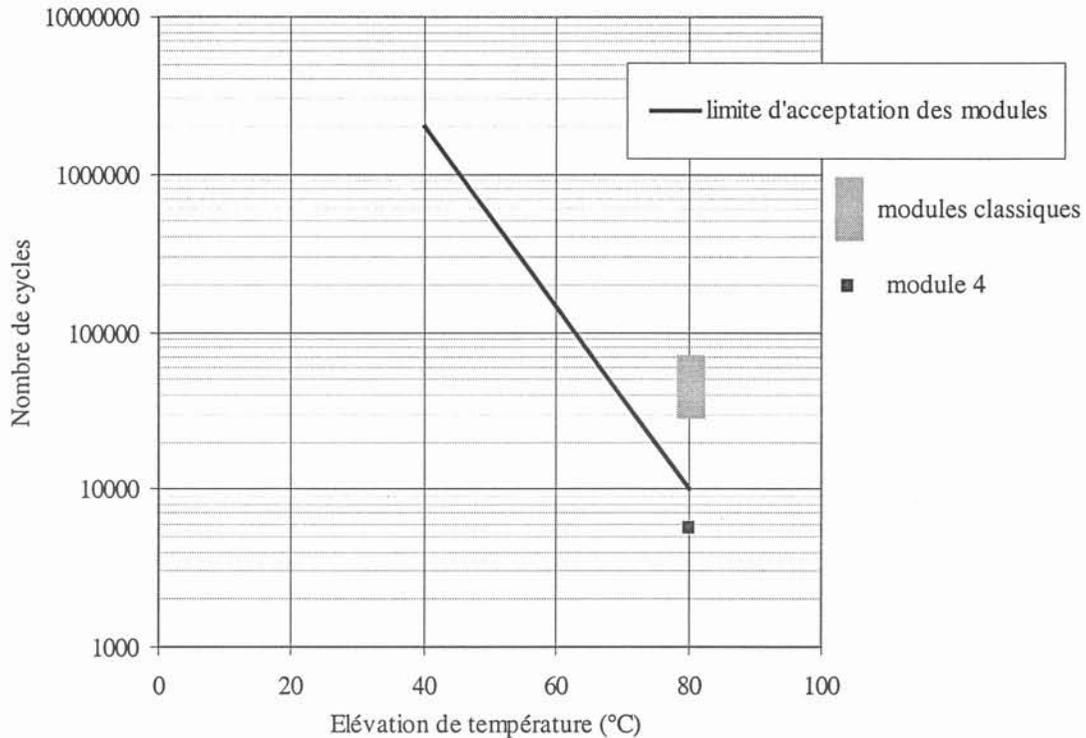


Figure 3-44 : Acceptation des modules par Alstom

Le module 4 a donc présenté une durée de vie trop faible vis à vis des critères d'utilisation d'Alstom. Cependant, les profils thermiques employés pour brasier les différentes parties du module (composants sur les DBC, DBC sur les refroidisseurs) n'ont pas été optimisés en terme de fiabilité. Pour augmenter la durée de vie des modules, il faudrait améliorer les brasures : alliage utilisé, sous-couches métalliques, profils thermiques ...

3.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle technique d'assemblage pour les modules de puissance. Les fils d'aluminium assurant la connexion des faces supérieures des composants dans les modules classiques sont remplacés par des plots de brasure. Les composants sont donc brasés entre deux substrats DBC, ce qui permet de les refroidir sur leurs deux faces. Des refroidisseurs à microcanaux sont directement brasés sur les DBC. Cette structure permet une diminution sensible de la résistance thermique des modules de puissance pour plusieurs raisons :

- intégration du refroidisseur au plus près des puces
- utilisation de refroidisseurs très performants

- augmentation de la surface d'échange de la chaleur par le refroidissement double face.

Des simulations thermiques nous ont permis de montrer l'intérêt d'une telle structure. L'addition du second refroidisseur fait diminuer la résistance thermique du module de 70 %. Des prototypes constitués de deux IGBT et quatre diodes ont été réalisés, prouvant la faisabilité de cette approche. La résistance thermique des modules a été évaluée, montrant une bonne concordance avec les résultats de simulation. Pour un débit de 8 l/min, la puissance dissipable dans les IGBT atteint 360 W/cm^2 pour une élévation de température de $45 \text{ }^\circ\text{C}$. Si cette élévation de température est portée à $100 \text{ }^\circ\text{C}$, près de 175 A peuvent circuler dans chaque puce d'IGBT, soit 3,5 fois la valeur du courant nominal donnée par le constructeur. La puissance motrice nécessaire à l'écoulement du fluide reste inférieure à 500 mW.

Des tests de fiabilité ont aussi été réalisés, montrant la nécessité d'améliorer la durée de vie des modules par une étude spécifique des procédés de brasures.

D'autre part, des tests électriques complémentaires doivent être effectués, pour évaluer les performances en commutation de ce type de structure. Une réduction des inductances parasites des modules est attendue.

Une fonction interrupteur complète avec refroidissement intégré a donc été conçue, modélisée et réalisée, avec des résultats prometteurs des points de vue thermique et électrique. La démarche employée pourrait être étendue pour réaliser des associations de composants (parallèle ou série), un bras d'onduleur ou un onduleur complet.

Nomenclature du chapitre 3

h	coefficient d'échange	W/m^2K
I	courant	A
P	puissance	W
R_{th}	résistance thermique	K/W
S	surface	m^2
T	température	$^{\circ}C$
ΔT	élévation de température	$^{\circ}C$
V	tension	V

Symboles grecs

φ	densité de puissance	W/m^2
-----------	----------------------	---------

Indices

ch	charge
d	dissipée
ds	drain - source
eq	équivalent
inf	inférieur
j	jonction
moy	moyenne
p	propre
sup	supérieur

Chapitre 4

Etude du substrat

Chapitre 4 : Etude du substrat

4.1 Introduction

Comme nous l'avons vu dans les chapitres précédents, les refroidisseurs à microcanaux s'avèrent particulièrement performants. A l'heure actuelle, il semble difficile d'améliorer encore le refroidissement des modules. En effet, pour diminuer la résistance thermique du refroidisseur, il faudrait réduire la largeur des canaux, ce qui pose des problèmes de réalisation technologique, et nécessite l'utilisation d'un filtre pour en limiter l'encrassement.

Si l'on considère les résultats du paragraphe 3.4.5 concernant la contribution de chaque couche à la résistance thermique d'un module refroidi par microcanaux, on constate que le refroidisseur représente environ 30 % de la résistance thermique totale, et le substrat DBC quasiment la moitié.

Dans ce quatrième chapitre, nous nous intéresserons donc plus particulièrement au substrat. Après un rappel des différentes solutions existantes, nous proposerons un nouveau type de substrat basé sur la technologie silicium. Des simulations thermiques nous permettront de comparer les performances des différents types de substrat. Enfin, nous présenterons les résultats obtenus sur des substrats silicium réalisés au LETI.

4.2 Etude bibliographique

4.2.1 : Généralités

Le substrat sur lequel sont brasés les composants doit assurer trois fonctions :

- l'isolation électrique entre le refroidisseur et les composants
- la connexion des composants avec le circuit externe
- l'évacuation du flux de chaleur des composants vers le refroidisseur.

Le substrat doit donc nécessairement comporter une couche de cuivre épaisse, permettant le passage de courants élevés, et une couche de matériau isolant. Celui-ci doit présenter les qualités suivantes :

- une résistivité électrique élevée pour limiter les courants de fuite

- une bonne conductivité thermique pour permettre le transfert de chaleur
- une rigidité diélectrique importante car le substrat doit supporter des tensions élevées
- une faible permittivité relative pour éviter les capacités parasites
- un coefficient d'expansion thermique proche de celui du silicium pour limiter les contraintes thermomécaniques.

Différentes technologies existent pour la réalisation des substrats. Citons les trois principales :

- DBC (Direct Bond Copper)
- film épais (thick film)
- substrat métallique isolé (IMS : Insulated Metal Substrate).

La plus répandue est la technologie DBC. Elle est utilisée dans quasiment tous les modules du commerce.

4.2.2 : Technologie DBC

Un substrat DBC est constitué d'une couche de céramique (Al_2O_3 , AlN ou BeO) recouverte de part et d'autre d'une couche de cuivre. Les composants sont brasés sur la partie supérieure, le DBC est brasé sur un socle en cuivre (Figure 4-1).

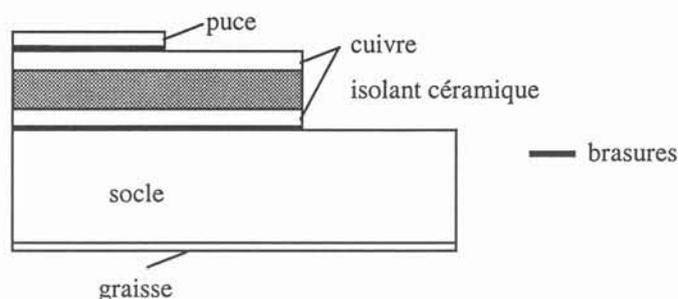


Figure 4-1 : Technologie DBC

L'alumine (Al_2O_3) est le matériau isolant le plus répandu. Son prix est peu élevé, mais sa faible conductivité thermique restreint son utilisation aux applications de faible puissance. Le nitrure d'aluminium (AlN) est plus cher mais présente une bonne conductivité thermique. Il remplace l'alumine dans les modules de forte puissance. L'oxyde de béryllium possède une conductivité thermique encore plus élevée mais il a été interdit du fait de sa toxicité. Les propriétés des principaux matériaux isolants utilisés sont présentées dans le Tableau 4-1.

Tableau 4-1 : Matériaux isolants

matériau	résistivité électrique ($\Omega.m$)	rigidité diélectrique (kV/mm)	permittivité relative	conductivité thermique (W/mK)	coefficient de dilatation ($10^{-6}/^{\circ}C$)
Al_2O_3	$>10^{12}$	14	9,4	20	6,5
AlN	$>10^{12}$	15	8,9	170	4,5
BeO	$>10^{12}$	10	6,5	240	8
polymère	$>10^{12}$	50	6,5	3	20

Typiquement, l'épaisseur d'isolant est de 630 μm , ce qui permet une tenue en tension de l'ordre de 9500 V. L'épaisseur de cuivre est généralement de 300 μm . L'accrochage entre le cuivre et le nitrure d'aluminium est réalisé par la méthode de "liaison directe". L'AlN est d'abord oxydé en surface, puis la liaison avec le cuivre est effectuée à haute température (1100 $^{\circ}C$). Les coefficients d'expansion thermique du cuivre et de l'AlN étant très différents, deux couches de cuivre de même épaisseur sont placées de part et d'autre de la céramique pour éviter la déformation du substrat au cours de la réalisation.

L'accrochage cuivre – AlN nécessite une interface d'oxyde de faible conductivité thermique, et représente une grande partie de la résistance thermique de cet assemblage.

4.2.3 : Technologie film épais

Dans ce cas, l'isolation électrique est aussi réalisée à l'aide d'une couche de céramique. Celle-ci est recouverte d'une fine couche métallique (argent palladium, par exemple) dans laquelle sont gravées les pistes du circuit. Une plaque de cuivre (dans laquelle sont préalablement réalisées les pistes) est brasée entre les composants et la céramique pour assurer le passage de courants élevés et l'épanouissement du flux de chaleur (Figure 4-2). La face arrière de la céramique est elle aussi métallisée pour être ensuite brasée sur le socle.

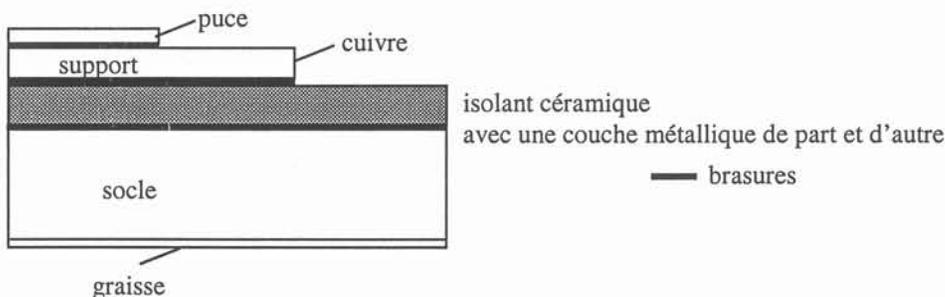


Figure 4-2 : Technologie film épais

L'inconvénient de cette technologie est qu'elle requiert trois brasures contre deux pour les technologies DBC et IMS. L'avantage est qu'elle permet d'intégrer des circuits ou des composants passifs dans la couche métallique.

4.2.4 : Technologie IMS

L'isolation est réalisée à partir d'un epoxy (d'épaisseur 50 à 100 μm) qui est déposé directement sur le socle. L'epoxy est recouvert de cuivre dans lequel sont réalisées les pistes du circuit. La conductivité thermique de l'isolant étant faible (de l'ordre de 3 W/mK), il est nécessaire d'insérer un support en cuivre entre les composants et l'isolant qui permet l'épanouissement du flux de chaleur. Cette technologie nécessite donc deux brasures : la brasure des composants sur le support en cuivre et la brasure du support sur la couche de cuivre recouvrant l'isolant (Figure 4-3). Les propriétés de l'isolant figurent dans le Tableau 4-1.

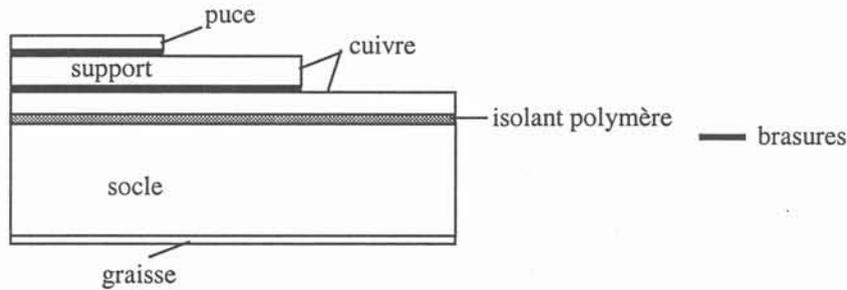


Figure 4-3 : Technologie IMS

4.2.5 : Comparaison entre les différents types de substrat

Godbold [47], [48] a réalisé des simulations thermiques bidimensionnelles pour comparer les trois types d'empilement. Il considère que la face arrière (sous la graisse thermique) est isotherme. Dans les trois cas, l'épaisseur de la couche de cuivre n'est pas la même (300 μm pour le DBC, 900 μm pour la technologie film épais et 1,24 mm pour l'IMS). L'épanouissement du flux de chaleur est donc différent, rendant difficile la comparaison directe entre les substrats. La résistance thermique la plus faible est obtenue pour la technologie DBC. Pour le module IMS, la résistance thermique est supérieure de 18 % à celle du DBC et pour l'empilement film épais elle est quasiment la même (supérieure de 1 %) que pour le DBC.

He [49] a comparé expérimentalement les substrats IMS et DBC. Pour le substrat IMS qu'il présente, par rapport au schéma de la Figure 4-3, il n'y a pas de support de cuivre intermédiaire entre les composants et le cuivre recouvrant l'isolant. L'épaisseur de l'isolant polymère est de 100 μm , le cuivre le recouvrant à une épaisseur de 150 μm . Du fait de la

faible conductivité du polymère et de l'absence du diffuseur en cuivre, l'épanouissement de la chaleur est très limité. La résistance thermique obtenue avec ce substrat IMS est donc élevée, elle est augmentée de 88 % par rapport au substrat DBC.

D'autre part, en raison des fortes différences entre les coefficients d'expansion thermique des matériaux, les contraintes thermomécaniques sont importantes dans tous les cas. Il resterait à comparer les différents types de substrat en terme de fiabilité.

4.3 Substrat silicium

4.3.1 : Description du substrat

Nous proposons une autre technologie pour remplacer les substrats DBC par des substrats en silicium, afin d'améliorer les performances thermiques et la compacité du module.

La solution proposée consiste à déposer sur une plaque de silicium une couche mince d'isolant et une couche de cuivre épaisse permettant d'alimenter le module (Figure 4-4).



Figure 4-4 : Substrat silicium

Différents types de matériaux isolants ont été présentés dans le chapitre 3 (paragraphe 3.5.4). Les matériaux organiques, comme le BCB (Benzo-Cyclo-Butène) ou le probimide sont simples d'utilisation mais présentent une conductivité thermique de l'ordre de 0,2 W/mK, qui s'avère incompatible avec les performances thermiques requises pour le substrat. Dans la suite nous considérerons donc uniquement les matériaux de type minéral (oxyde ou nitrure de silicium). Les propriétés de ces matériaux données dans la littérature sont présentées dans le Tableau 4-2. Elles dépendent du mode de dépôt des couches.

Tableau 4-2 : Propriétés de l'oxyde et du nitrure de silicium

matériau	résistivité électrique ($\Omega.m$)	rigidité diélectrique (kV/mm)	permittivité relative	conductivité thermique (W/mK)	coefficient de dilatation ($10^{-6}/^{\circ}C$)
SiO ₂	10 ¹² - 10 ¹⁴	1000	3,9	1	0,5
Si ₃ N ₄	10 ¹³ - 10 ¹⁴	1000	7,5	16 - 33	2,8 - 3,6

Ces matériaux présentent une rigidité diélectrique élevée, un dépôt d'une couche mince (quelques μm) supporte une tension élevée.

4.3.2 : Comparaison avec les autres types de substrat

Des simulations thermiques tridimensionnelles permettent de comparer les performances des modules suivant le substrat utilisé. Nous avons évalué la résistance thermique des modules incluant le refroidisseur puisqu'elle dépend fortement de la qualité du refroidissement.

Les résistances thermiques sont calculées par la méthode analytique présentée au paragraphe 1.4.3. Dans tous les cas, on considère une puce de taille $10 \times 10 \text{ mm}^2$ sur un empilement de surface $20 \times 20 \text{ mm}^2$. La puce est brasée sur le substrat, celui-ci étant lui-même brasé sur le refroidisseur.

Le refroidisseur de référence est un refroidisseur à microcanaux en cuivre déjà présenté dans les chapitres 2 et 3. Les canaux et les ailettes sont larges de $200 \mu\text{m}$, et hauts de 2 mm . On considère que de l'eau pure circule dans les canaux. L'épaisseur de cuivre au-dessus des canaux est de 1 mm . Le refroidisseur est donc représenté par un socle plan en cuivre d'épaisseur 1 mm , avec un coefficient d'échange équivalent de l'ordre de $9.10^4 \text{ W/m}^2\text{K}$.

L'effet d'épanouissement de la chaleur est principalement lié à la couche de cuivre sur laquelle est brasée la puce. S. Raël [7] a montré que la résistance thermique présentait un minimum en fonction de l'épaisseur de cuivre. Nous avons donc calculé les résistances thermiques en faisant varier l'épaisseur de la couche de cuivre pour situer les performances des différents substrats.

Les paramètres de simulation des différentes couches des empilements sont indiqués dans le Tableau 4-3 pour le substrat DBC, le Tableau 4-4 pour la technologie film épais, le Tableau 4-5 pour l'IMS et le Tableau 4-6 pour le substrat silicium.

Les substrats doivent être comparés à tenue en tension équivalente. Les matériaux isolants présentant des rigidités diélectriques différentes suivant les technologies, nous avons considéré une épaisseur d'isolant permettant de supporter une tension de 4 kV .

Tableau 4-3 : Technologie DBC

couche	épaisseur (mm)	conductivité thermique (W/mK)	conductance (W/m ² K)
composant	0,25	150	
brasure supérieure	0,05	23	
cuivre supérieur	variable	400	
interface Cu/AlN			200000
isolant AlN	0,27	170	
interface Cu/AlN			200000
cuivre inférieur	0,3	400	
brasure inférieure	0,1	50	
refroidisseur	1	400	

Tableau 4-4 : Technologie film épais

couches	épaisseur (mm)	conductivité thermique (W/mK)
composant	0,25	150
brasure supérieure	0,05	23
cuivre	variable	400
brasure	0,05	23
isolant AlN	0,27	170
brasure inférieure	0,1	50
refroidisseur	1	400

Tableau 4-5 : Technologie IMS

couches	épaisseur (mm)	conductivité thermique (W/mK)
composant	0,25	150
brasure supérieure	0,05	23
cuivre	variable	400
brasure inférieure	0,1	50
polymère	0,05	3
refroidisseur	1	400

Tableau 4-6 : Technologie silicium

couches	épaisseur (mm)	conductivité thermique (W/mK)
composant	0,25	150
brasure supérieure	0,05	23
cuivre	variable	400
isolant Si ₃ N ₄	0,005	30
silicium	0,5	150
brasure inférieure	0,1	50
refroidisseur	1	400

Les résistances thermiques obtenues pour les différentes structures sont présentées sur la Figure 4-5 en fonction de l'épaisseur de la couche supérieure de cuivre.

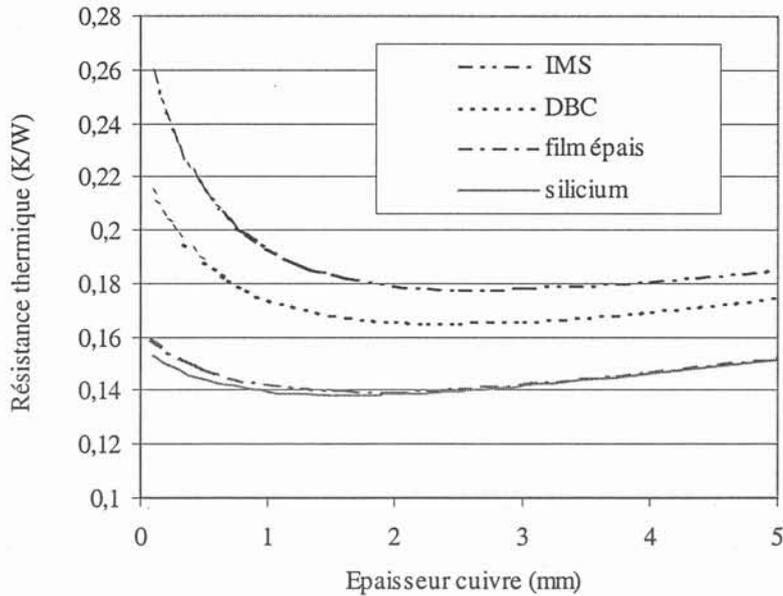


Figure 4-5 : Résistances thermiques pour les différents substrats

Les empilements avec un substrat film épais ou silicium présentent des résistances thermiques pratiquement similaires, moins élevées que pour les empilements DBC et IMS. Du fait de la faible conductivité de la couche isolante en polymère, le substrat IMS donne la résistance thermique la plus élevée.

Dans tous les cas, il existe une épaisseur de cuivre pour laquelle la résistance thermique est minimale. Plus le substrat est "mauvais" du point de vue thermique, plus l'épaisseur de cuivre minimisant la résistance thermique est importante puisque c'est cette couche qui permet l'épanouissement du flux de chaleur.

Pour le substrat DBC, l'épaisseur de cuivre est généralement de 300 μm . Si l'épaisseur de la couche supérieure passe à 2,5 mm la résistance thermique est diminuée de 17 %. Cependant, cela pose des problèmes de réalisation : pour éviter une courbure du substrat, la fabrication du DBC requiert une épaisseur de cuivre identique en face arrière de l'isolant. Si on refait les mêmes calculs en considérant que les épaisseurs des couches de cuivre inférieure et supérieure sont identiques, la résistance thermique minimale est obtenue pour une épaisseur de 1,5 mm mais le gain par rapport à une épaisseur de 300 μm n'est plus que de 12 %. D'autre part, il faudrait comparer la fiabilité des modules pour les différentes épaisseurs de cuivre.

4.3.3 : Intégration du refroidisseur dans le substrat silicium

Dans notre démarche d'intégration, le substrat silicium présente un avantage certain par rapport aux autres substrats cités. En effet, en utilisant les techniques classiques de la microélectronique, un refroidisseur peut être réalisé directement dans le substrat.

C. Perret a étudié, au cours de sa thèse, la conception et la réalisation d'un refroidisseur à microcanaux dans un substrat silicium [22], [50]. Les canaux sont obtenus par gravure chimique ou par gravure sèche (dans une machine de type RIE : Reactive Ion Etching). Suivant le type de gravure et l'orientation cristalline des tranches de silicium, la section des canaux peut être trapézoïdale ou rectangulaire. Les canaux sont fermés par une deuxième tranche de silicium, "collée" à la première par wafer-bonding. Il s'agit, par un traitement thermique, de reconstituer localement des liaisons covalentes Silicium – Silicium entre les deux plaques. Des prototypes ont été réalisés et testés afin de valider les lois d'échange issues de [6] pour ce type de dispositif. Par exemple, des refroidisseurs avec des canaux de section rectangulaire de largeur 645 μm , de profondeur 400 μm , et des ailettes de largeur 80 μm ont été réalisés dans une tranche de silicium de 1 mm d'épaisseur. Des tests thermiques [51] ont permis d'évaluer les performances de ces refroidisseurs.

Pour montrer l'intérêt de cette approche, nous avons calculé la résistance thermique d'un empilement avec un refroidisseur à microcanaux intégré dans le silicium. Comme dans le paragraphe précédent, le dispositif considéré est constitué d'une puce silicium de taille 10 x 10 mm^2 brasée sur un empilement de surface 20 x 20 mm^2 . L'empilement est constitué d'une tranche de silicium de 1 mm d'épaisseur recouvert d'une couche d'isolant (nitrure ou oxyde de silicium) et d'une couche de cuivre de 300 μm .

On considère que les canaux sont usinés dans le silicium sur une profondeur de 400 μm . Deux largeurs de canal sont considérées : 40 μm et 100 μm . Les ailettes ont la même largeur que les canaux. Conformément à la démarche présentée dans le chapitre 2, pour la simulation, le refroidisseur est représenté par une couche plane de silicium de 600 μm et un coefficient d'échange équivalent. Pour le calcul du coefficient d'échange, on considère que de l'eau pure circule dans les canaux, et que les lois d'échange établies au chapitre 2 sont valables. Les valeurs du coefficient d'échange et du coefficient d'échange équivalent sont données dans le Tableau 4-7, pour les deux tailles de canaux. Les paramètres de l'empilement figurent dans le Tableau 4-8.

Tableau 4-7 : Coefficients d'échange pour le refroidisseur silicium

largeur canal (μm)	largeur ailette (μm)	profondeur canal (mm)	h ($\text{W}/\text{m}^2\text{K}$)	h_{eq} ($\text{W}/\text{m}^2\text{K}$)
40	40	0,4	57000	336000
100	100	0,4	21600	86000

Tableau 4-8 : Paramètres de l'empilement du module avec substrat silicium et refroidisseur à microcanaux intégré dans le substrat

couche	épaisseur (mm)	conductivité thermique (W/mK)
puce silicium	0,25	150
brasure	0,05	23
cuiivre	0,3	400
isolant (SiO_2 ou Si_3N_4)	variable	1 ou 30
substrat silicium	0,6	150

La résistance thermique du dispositif est représentée sur la Figure 4-6 en fonction de l'épaisseur d'isolant, pour deux types d'isolants (oxyde et nitrure de silicium) et pour les deux largeurs de canal.

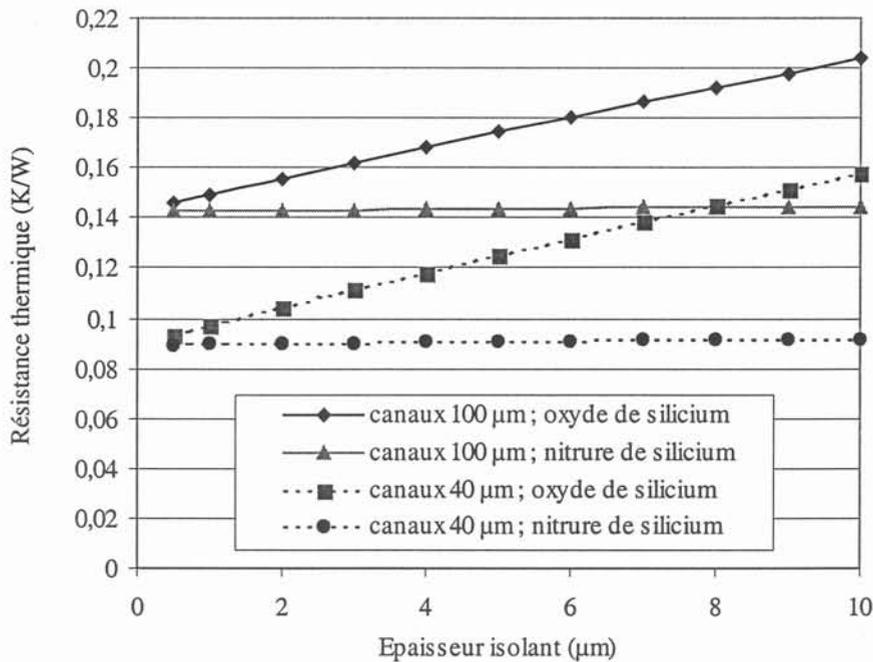


Figure 4-6 : Résistance thermique d'un module avec substrat silicium à microcanaux

Du fait de la conductivité thermique relativement bonne du nitrure de silicium, la résistance thermique du module avec cette isolation ne varie quasiment pas avec l'épaisseur d'isolant. Cela n'est pas le cas avec l'isolation en oxyde de silicium dont la conductivité thermique est

faible : la résistance thermique est multipliée par 1,6 lorsque l'épaisseur d'isolant passe de 1 à 10 μm .

Par rapport au substrat DBC, et pour une tenue en tension équivalente (par exemple 2500 V), la résistance thermique du module avec substrat silicium et isolation nitrure de silicium est diminuée de 28 % pour les canaux de 100 μm , et de 55 % pour les canaux de 40 μm . D'autre part, l'intégration du refroidisseur dans le substrat (canaux de 40 μm) fait chuter la résistance thermique de 40 % par rapport au substrat silicium avec brasure d'un refroidisseur en cuivre (présenté au paragraphe 4.3.2).

L'intégration d'un refroidisseur à microcanaux dans un substrat silicium semble donc très favorable d'un point de vue thermique, sous réserve de la validité des lois d'échange considérées qui doivent être vérifiées expérimentalement pour des canaux de cette taille dans le silicium. Cependant, du point de vue de la réalisation et de la mise en œuvre, ce type de dispositif présente un certain nombre de difficultés parmi lesquelles on peut citer :

- la connexion des collecteurs d'eau usinés dans le silicium au reste du circuit hydraulique
- l'encrassement des canaux de petite taille, nécessitant l'utilisation d'un filtre
- la tenue thermomécanique de l'ensemble.

4.3.4 : Réalisation de substrats silicium

Une première série de substrats avec une isolation nitrure de silicium a été réalisée pour évaluer la tenue en tension.

Le cheminement technologique est le suivant :

1. dépôt de l'isolant sur une tranche de silicium
2. métallisation
 - dépôt titane / cuivre
 - électrolyse de cuivre

Dépôt nitrure de silicium

Le nitrure est déposé sur une tranche de silicium dans un bâti de dépôt par PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition).

Le dépôt se fait à une température peu élevée (300 °C) et permet d'obtenir une couche avec une faible contrainte mécanique. La couche produite contient de l'hydrogène, elle est de type $\text{Si}_x\text{H}_y\text{N}_z$.

Nous avons déposé une épaisseur de 3 μm .

La difficulté consiste à réaliser un dépôt de bonne qualité sur une grande surface : le moindre défaut détériore considérablement la tenue en tension de la couche.

Métallisation

Un dépôt bicouche de titane puis de cuivre est réalisé par pulvérisation. Le titane sert de couche d'accrochage sur le nitrure de silicium. Le cuivre est une couche d'amenée de courant pour l'électrolyse.

Après ce dépôt, on fait croître une couche épaisse de cuivre par électrolyse.

Résultats

Nous avons testé la tenue en tension continue des substrats avant l'étape de métallisation à l'aide d'électrodes métalliques de surface 20 cm^2 maintenues par pression de part et d'autre du substrat. Nous avons obtenu une tenue en tension de 1800 V, soit un champ de claquage de 600 $\text{V}/\mu\text{m}$ dans le nitrure de silicium.

Il est donc possible d'obtenir des couches de bonne qualité sur une surface relativement grande (20 cm^2).

Après cette étude préliminaire, il resterait à réaliser un module complet avec ce type de substrat, afin d'en évaluer les performances électriques, thermiques et thermomécaniques.

4.4 Conclusion

Le substrat DBC, et plus particulièrement les couches d'accrochage entre le nitrure d'aluminium et le cuivre, représentent une grande part de la résistance thermique d'un module de puissance. Dans ce chapitre, nous nous sommes donc intéressés à d'autres types de substrats susceptibles de remplacer le DBC.

En particulier, nous avons proposé un substrat silicium avec une couche mince d'isolant, issu des technologies de la microélectronique. Des simulations thermiques ont montré l'intérêt de ce type de structure, notamment dans une optique d'intégration. En effet, l'utilisation d'un substrat silicium permettrait d'intégrer un refroidisseur à microcanaux directement dans le substrat, pour obtenir un module très compact avec un minimum d'interfaces entre les composants et le refroidisseur, tout en conservant l'isolation entre ces deux fonctions.

Pour réaliser l'isolation entre les composants et le refroidisseur, nous avons étudié le dépôt d'une couche mince de nitrure de silicium, qui conduit relativement bien la chaleur. Une champ de claquage de $600 \text{ V}/\mu\text{m}$ dans l'isolant a été obtenu, pour un substrat de surface 20 cm^2 .

Cependant, en raison des contraintes mécaniques des couches et des temps de dépôt, il n'est pas envisageable de déposer de fortes épaisseurs de ce matériau (limitation de l'épaisseur à quelques μm). L'utilisation de ce type de substrat est donc plus particulièrement adaptée à des applications nécessitant des tenues en tension de l'ordre de quelques milliers de Volts.

Pour des gammes de tension plus élevées, les substrats à base de nitrure d'aluminium sont plus adaptés. Il resterait à améliorer encore leurs performances thermiques. Une solution développée au CEREM (Centre d'Etudes et de Recherches sur les Matériaux du CEA Grenoble) consiste à réaliser la liaison cuivre – nitrure d'aluminium par une brasure à haute température, éliminant ainsi la couche d'oxyde nécessaire à la liaison entre les deux matériaux pour la technologie DBC.

Conclusion générale

Conclusion générale

Si la technologie des composants semiconducteurs est en constante évolution (apparition d'une structure de grille en tranchée, diminutions régulières de la chute de tension directe des composants et des pertes en commutation...), l'architecture typique des modules de puissance évolue peu.

Les contraintes thermiques restent la principale limitation des modules hybrides de puissance. L'évolution des IGBT est tournée vers la forte puissance. Le calibre tension d'une puce d'IGBT est de plus en plus élevé, mais au détriment de son calibre courant. De ce fait, pour un nombre de puces donné, la puissance commutable d'un module ne peut pas augmenter.

Ainsi, pour améliorer les performances électriques et thermiques des modules de puissance, il est nécessaire de repenser leur structure.

Au cours de ce mémoire, nous avons donc abordé différents aspects de l'architecture des modules. En premier lieu, nous avons proposé l'intégration d'un refroidisseur performant au plus près des composants. A partir des outils d'analyse thermique développés par S. Raël [7] et L. Meysenc [6], un module constitué de trente-deux puces d'IGBT en parallèle directement brasées sur un refroidisseur en cuivre à microcanaux a été réalisé et testé. Le dispositif permet de dissiper 265 W/cm^2 pour une élévation de température de 45 °C lorsque le liquide de refroidissement utilisé est de l'eau glycolée. Avec de l'eau pure, la puissance dissipée serait de 415 W/cm^2 . Cependant, pour ce module, il n'y a pas d'isolation électrique entre les composants et le refroidisseur. Des simulations thermiques ont montré que si l'on insère un substrat DBC pour l'isolation, la puissance dissipée est de 180 W/cm^2 . Ainsi, l'intégration d'un refroidisseur à microcanaux dans un module de puissance permet de diminuer fortement la résistance thermique du système.

Dans un second temps, un concept innovant d'interconnexion des composants a été présenté. En remplaçant la connectique classique à l'aide de fils d'aluminium par des plots de brasure, les composants peuvent être refroidis sur leurs deux faces. Un interrupteur constitué d'IGBT et de diodes en antiparallèle a été conçu. Les composants sont brasés entre deux substrats DBC, et des refroidisseurs à microcanaux sont brasés sur les DBC. Des prototypes ont été réalisés et testés, montrant la faisabilité du concept proposé. Pour ces modules, et toujours

pour une élévation de température de 45 °C, la puissance dissipable dans les composants atteint 360 W/cm². Des tests en cyclage thermique ont également été effectués pour évaluer la durée de vie des modules. D'autre part, par la suppression des fils d'aluminium, une diminution des inductances parasites du module est attendue.

Enfin, une étude du substrat a été initiée, visant à remplacer le substrat DBC qui représente une grande part de la résistance thermique d'un module. Nous avons proposé d'utiliser un substrat silicium, avec isolation par une couche mince de nitrure de silicium. Des simulations thermiques nous ont permis de le comparer avec les différents types de substrats existant, montrant l'intérêt de cette approche. Il reste à réaliser un module complet avec un substrat silicium, afin d'en évaluer les performances thermiques.

Les dispositifs proposés au cours de cette thèse étant constitués de matériaux différents, il conviendrait de porter une attention particulière à leur comportement thermomécanique des dispositifs proposés, afin d'en améliorer la fiabilité.

Pour poursuivre la démarche d'intégration en électronique de puissance, il est maintenant envisageable de concevoir un module "tout silicium", refroidisseur compris. En effet, l'intégration sur silicium permet de limiter le nombre de couches et d'interfaces entre les composants et la source froide, d'assurer l'isolation électrique, de limiter les contraintes thermomécaniques en utilisant des matériaux avec des coefficients d'expansion thermique voisins. De plus, elle se prête bien à une fabrication collective.

Au cours de sa thèse, C. Perret a déjà montré la faisabilité des refroidisseurs à microcanaux dans le silicium. Une autre voie consiste à étudier un système de refroidissement diphasique, qui présente l'avantage d'être passif. Par exemple, l'intégration de microcaloducs sur support silicium permettrait d'épanouir le flux de chaleur dissipé par les composants. L'étude de tels systèmes fait l'objet de la thèse de Y. Avenas.

Ainsi, en utilisant les technologies silicium issues de la microélectronique, des modules très compacts et performants pourraient être réalisés.

Références bibliographiques

Bibliographie

- [1] **F. Auerbach** and al, "6,5 kV IGBT-Modules", Proceedings IAS'99, Phoenix, Arizona, October 3-7, 1999, pp. 1770-1774.
- [2] **J. Arnould**, P. Merle, "Dispositifs de l'électronique de puissance", Hermès, volumes 1 et 2, Paris, 1992.
- [3] **D.R. White**, S.D. Keck, T.G. Nakanishi, "New SiC/Al baseplates for high performance power modules", Proceedings PCIM'96, 1996, pp. 341-346.
- [4] **S. Azzopardi**, J.M. Thébaud, E. Woïrgard, C. Zardini, P. Sablé, "Al/SiC baseplate hybrid power modules: evaluation of the thermomechanical performances", Proceedings IWIPP'98, Chicago, Illinois, Sept. 17-19, 1998, pp. 74-78.
- [5] **A. Bricard**, S. Chaudourne, "Caloducs", Techniques de l'ingénieur, traité Génie Electrique, B9545-1 à 24.
- [6] **L. Meysenc**, "Etude des micro-échangeurs intégrés pour le refroidissement des semi-conducteurs de puissance", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, Février 1998.
- [7] **S. Raël**, "Méthodologie de conception des modules de puissance: étude électrothermique de l'association parallèle", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, Mai 1996.
- [8] **C. Gramfort**, "Détermination de la température d'un semi-conducteur: méthode de la chute de tension directe", EPF'85, Grenoble, 1985.
- [9] **E. Farjah**, "Contribution aux caractérisations électrique et thermique des transistors de puissance à grille isolée", Thèse de doctorat de l'INPG, Grenoble, Octobre 1994.
- [10] **J.M. Dorkel**, P. Tounsi, P. Leturcq, "Three dimensional thermal modeling based on the two-port network theory for hybrid or monolithic integrated power circuits", IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 19, no.4, December 1996, pp. 501-507.
- [11] **S. Raël**, "Conception de micro-échangeurs dédiés au refroidissement des composants électroniques de puissance", Rapport post-doctoral, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 1997.
- [12] **C. Schaeffer**, "Pour une conception à haute intégration des systèmes de puissance", Habilitation à diriger des recherches de l'INPG, Grenoble, Décembre 1999.

- [13] **D.B. Tuckerman**, R.F.W. Pease, "*High-performance heat sink for VLSI*", IEEE Electron Devices Letters, vol EDL-2, May 1981, pp. 126-129.
- [14] **R.J. Phillips**, "*Microchannel heat sinks*", in *Advances in Thermal Modeling of Electronic Components*, New York : ASME, 1990, vol.2, ch. 3, pp. 109-184.
- [15] **R.K. Knight**, D.J. Hall, J.S. Goodling, R.C. Jaeger, "*Heat sink optimization with application to microchannels*", IEEE Transactions on Components, Hybrids and Manufacturing Technology, vol. 15, Oct. 1992, pp. 832-842.
- [16] **A. Weisberg**, H.H. Bau, "*Analysis of microchannels for integrated cooling*", International Journal of Heat and Mass Transfer, vol. 35, 1992, pp. 2465-2474.
- [17] **D. Copeland**, M. Behnia, W. Nakayama, "*Manifold microchannel heat sinks: isothermal analysis*", IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology - Part A, vol. 20, June 1997, pp. 96-102.
- [18] **B.X. Wang**, X.F. Peng, "*Experimental investigation on liquid forced-convection heat transfer through microchannels*", International Journal of Heat and Mass Transfer, vol. 37, 1994, pp. 73-82.
- [19] **A. Bejan**, "*Convection heat transfer*", New York : Wiley, 1984, pp. 75-82.
- [20] **J. Taine**, J.P. Petit, "*Transferts thermiques et mécaniques des fluides anisothermes*", Edition Dunod, France, 1989.
- [21] **L. Meysenc**, L. Saludjian, A. Bricard, S. Rael, C. Schaeffer, "*A high heat flux IGBT micro exchanger setup*", IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology - Part A, vol. 20, Sept. 1997, pp. 334-341.
- [22] **C. Perret**, J. Boussey, C. Schaeffer, M. Coyaud, "*Integration of cooling devices in silicon technology*", Proceedings IAS'99, Phoenix, Arizona, October 3-7, 1999, pp. 1780-1786.
- [23] **F. Wurtz**, J. Bigeon, "*A methodology and a tool for the computer aided design with constraints of electrical devices*", IEEE Transaction on Magnetics, vol. 32, May 1996.
- [24] **C. Gillot**, L. Meysenc, C. Schaeffer, A. Bricard, "*Integrated single and two-phase micro heat sinks under IGBT chips*", IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, vol. 22, no. 3, September 1999, pp. 384-389.
- [25] **C. Gillot**, C. Schaeffer, A. Bricard "*Integrated micro heat sink for power multichip module*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 1, January 2000, pp. 217-221.

- [26] **C. Gillot**, A. Bricard, C. Schaeffer "Single and two-phase heat exchangers for power multichip modules", International Journal of Thermal Sciences, vol. 39, June 2000, pp. 826-832.
- [27] **R. Hahn**, A. Kamp, A. Ginolas, et al., "High power multichip modules employing the planar embedding technique and microchannel water heat sinks", IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, vol. 20, Dec. 1997, pp. 432-441.
- [28] **W. Staiger**, H. Baumann, P. Heinemeyer, "Optimization of cooling systems for power electronics by means of FEM/CFD-simulations", Proceedings EuPac'98, Düsseldorf, Germany, 1998, pp. 75-78.
- [29] **P. Rodriguez**, J.M. Fusaro, "Integration of heat exchanger with high current hybrid power module", Proceedings Interpack'97, 15-19 June, 1997, pp. 2173-2178.
- [30] **J. Schulz-Harder**, K. Exel, A. Meyer, "Fluid-cooled DBC substrates", PCIM Europe Power Conversion, n°2/98, 1998, pp. 66-71.
- [31] **Vergnes**, Hugon, Sorensen, "Caractérisation thermique du refroidisseur moducal", Projet d'option de l'ENSIEG, INPG, Grenoble, 1998.
- [32] **S. Haque**, K. Xing, R-L. Lin, et al., "An innovative technique for packaging power electronic building blocks using metal posts interconnected parallel plate structures", IEEE Transactions on Advanced Packaging, vol. 22, May 1999, pp. 136-144.
- [33] **R. Fisher**, R. Fillion, J. Burgess, W. Hennessy, "High frequency, low cost, power packaging using thin film power overlay technology", Proceedings APEC'95, 1995, pp. 12-17.
- [34] **G. Coquery**, R. Lallemand, D. Wagner, P. Gibard, "Reliability of the 400 A IGBT modules for traction converters contribution on the power thermal fatigue influence on life expectancy", Proceedings EPE'95, Sevilla, Spain, 1995, pp.60-65.
- [35] **V.A. Sankaran**, C. Chen, C.S. Avant, X. Xu, "Power cycling reliability of IGBT power modules", Proceedings IAS'97, New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997, pp. 1222-1227.
- [36] **W. Wu**, G. Gao, L. Dong, et al., "Thermal reliability of power insulated gate bipolar transistor (IGBT) modules", Proceedings IEEE Semi. Therm. Measur. and Manag. Symp., March 5-7, 1996, pp. 136-141.
- [37] **T. Schütze**, H. Berg, M. Hierholzer, "Further improvements in the reliability of IGBT modules", Proceedings IAS'98, St-Louis, Missouri, October 12-15, 1998, pp. 1022-1025.

- [38] **G-Q. Lu**, S. Haque, K. Xing, et al., "*Development of a stacked-plate technique for 3-D packaging of power electronics modules*", Proceedings IWIPP'98, Chicago, Illinois, September 17-19, 1998, pp. 9-14.
- [39] **S. Haque**, W.A. Stinnitt, D.J. Nelson, G-Q Lu, "*Thermal management of power electronics modules packaged by a stacked-plate technique*", Proceedings International Symposium on Microelectronics, 1998, pp. 850-855.
- [40] **Y. Takahashi**, T. Koga, H. Kirihata, Y. Seki, "*2.5 kV-100 A flat-packaged IGBT (micro-stack IGBT)*", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 43, December 1996, pp. 2276-2282.
- [41] **F. Wakeman**, G. Lockwood, M. Davies, K. Billett, "*Pressure contact IGBT, the ideal switch for high power applications*", Proceedings IAS'99, Phoenix, Arizona, October 3-7, 1999, pp. 700-707.
- [42] **M. Hiyoshi**, K. Nishitani, "*3.3 kV and 2.5 kV press pack IGBT switching performance and mechanical reliability*", Proceedings PCIM – Europe, Nüremberg, Germany, 1997, pp. 205-215.
- [43] **C. Gillot**, C. Schaeffer, R. Perret, C. Massit, L. Meysenc "*Double-sided Cooling for High Power IGBT Modules using Flip Chip Technology*", Proceedings IAS'2000, Rome, Italy, October 8-12, 2000.
- [44] **L.A. Viduya**, E.W. Gerbsch, M.B. Hayes, R.J. Campbell, T.G. Nakanishi, "*The effects of solder voids in the device to substrate interface for electric vehicle and other power applications*", IEEE Power Electronics in Transportation, pp. 99-104.
- [45] **S. Venin**, "*Origine, évolution et méthodes d'élimination de porosités dans des plots de brasure en microconnectique*", Projet de fin d'études de l'ISTG, Grenoble, 1999.
- [46] **F. Breit**, "*caractérisation des modules de puissance à refroidissement double face à microcanaux*", Projet de fin d'études de l'ENSIEG, INPG, Grenoble, 2000.
- [47] **C.V. Godbold**, V.A. Sankaran, J.L. Hudgins, "*Novel designs in power modules*", Proceedings IAS'95, 1995, pp. 911-915.
- [48] **C.V. Godbold**, V.A. Sankaran, J.L. Hudgins, "*Thermal analysis of high-power modules*", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, Jan. 1997, pp.3-11.
- [49] **J. He**, V. Mehrotra, M. C. Shaw, "*Thermal design and measurements of IGBT power modules: transient and steady state*", Proceedings IAS'99, Phoenix, Arizona, October 3-7, 1999, pp. 1440-1444.

- [50] **C. Perret**, J. Bousse, C. Schaeffer, M. Coyaud, "*Analytic models, optimisation and realisation of cooling devices in silicon technology*", Proceedings 5th THERMINIC Workshop, Rome, Italy, October 3-6, 1999, pp. 65-71.
- [51] **M. Coyaud**, "*Evaluation de refroidisseurs à microcanaux pour l'électronique de puissance*", DEA de Génie Electrique de l'INPG, Grenoble, Septembre 1999.

ETUDE ET REALISATION D'UNE FONCTION INTERRUPTEUR EN TECHNOLOGIE HYBRIDE A HAUTE INTEGRATION

La base d'un convertisseur statique est la fonction interrupteur. Pour remplir cette fonction, les transistors bipolaires à grille isolée (IGBT) se sont imposés dans le domaine des moyennes puissances. A l'heure actuelle, leur évolution est tournée vers les applications de forte puissance, comme la traction ferroviaire. En raison des fortes densités de puissance générées dans ces composants, les performances électriques et thermiques d'un module sont fortement liées à son architecture et à son système de refroidissement.

Cette étude s'inscrit dans une démarche d'intégration en électronique de puissance, avec pour objectif l'augmentation de la compacité et de la fiabilité des modules.

Après une présentation de la structure classique et des notions de thermique généralement utilisées en électronique de puissance, nous proposons différentes solutions pour diminuer la résistance thermique des modules. La première consiste à intégrer un refroidisseur performant, basé sur la convection forcée monophasique dans des microcanaux. Nous présentons une démarche permettant d'estimer la résistance thermique des modules multipuces avec ce type de refroidissement. Dans une seconde phase, nous proposons un nouveau type d'interconnexion des composants de puissance, permettant de les refroidir sur leurs deux faces. Enfin, une réflexion sur les substrats utilisés dans les modules est initiée.

Dans tous les cas, la réalisation et les tests de prototypes permettent de valider la modélisation des modules et de montrer la faisabilité des approches proposées.

MOTS-CLES : modules de puissance, intégration, refroidissement simple phase, microcanaux, interconnexions de puissance, IGBT.

STUDY AND REALISATION OF A HIGHLY INTEGRATED SWITCH FUNCTION IN HYBRID TECHNOLOGY

The main part of a static converter is the switch function. Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT) are now employed in most of medium power applications and their evolution is turned towards high power applications, such as railway traction. Because of the high power densities dissipated in these components, electrical and thermal performance of a power module is strongly linked to its structure and its cooling system.

This study deals with a process of integration in power electronics. The main goal is to improve compactness and reliability of power modules.

After a presentation of the conventional structure of a module and the thermal concepts generally used in power electronics, we propose several solutions to reduce the thermal resistance of a module. First, an efficient heat sink was integrated in the module. The cooling principle is single-phase forced convection in microchannels. We propose a methodology to estimate the thermal resistance of multichip modules cooled with this type of heat sink. In a second stage, we propose a new technique of interconnexion for power devices, which allows to cool them on both sides. Then, a study of the substrates used in the modules is presented.

In all cases, realisations and tests of prototypes allow to validate the model of the module and to show the feasibility of the proposed concepts.

KEY-WORDS : power modules, integration, single phase cooling, microchannels, power connection, IGBT.

SPECIALITE : Génie Electrique

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
BP 46 - 38402 Saint-Martin-d'Hères Cedex