



HAL
open science

POUR UNE CONCEPTION A HAUTE INTEGRATION DES SYSTEMES DE PUISSANCE

Christian Schaeffer

► **To cite this version:**

Christian Schaeffer. POUR UNE CONCEPTION A HAUTE INTEGRATION DES SYSTEMES DE PUISSANCE. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999. tel-00782976

HAL Id: tel-00782976

<https://theses.hal.science/tel-00782976>

Submitted on 31 Jan 2013

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

**RAPPORT HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES
(Arrêté Ministériel du 23 Novembre 1988)**

Soutenance : vendredi 3 Décembre 1999

Christian SCHAEFFER

Maître de conférences

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (UMR 5529)

Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble

**POUR UNE CONCEPTION A HAUTE INTEGRATION
DES SYSTEMES DE PUISSANCE**

COMPOSITION DU JURY :

Monsieur J. P Chante Professeur de l'INSA de Lyon (Rapporteur)

Monsieur J. P Ferrieux Professeur de l'Université Joseph Fourier de Grenoble

Monsieur P. Merle Professeur de l'université de Montpellier II (Rapporteur)

Monsieur R. Perret Professeur de l'ENSIE de Grenoble (Rapporteur)

Monsieur R. Périot Responsable du département Power Modules d'ALSTOM

**Monsieur J. Therme Directeur du Laboratoire d'Electronique de Technologies et
d'Instrumentations**

**Car il est bien plus beau de savoir quelque chose
de tout que de savoir tout d'une chose;
cette universalité est la plus belle.**

BLAISE PASCAL

SOMMAIRE

**POUR UNE CONCEPTION A HAUTE INTEGRATION
DES SYSTEMES DE PUISSANCE**

SOMMAIRE

CURRICULUM VITAE

INTRODUCTION GENERALE

**BILAN DES TRAVAUX DE RECHERCHE SUR LES MODULES IGBT A
TECHNOLOGIE HYBRIDE.**

Avant propos

CHAPITRE I : Technologie semiconducteur

CHAPITRE II : Technologie d'assemblage

**PROJET DE RECHERCHE ET PROSPECTIVES POUR UNE HAUTE
INTEGRATION DES SYSTEMES DE PUISSANCE.**

PUBLICATIONS

ENCADREMENTS

ACTIVITES EN MATIERE D'ENSEIGNEMENT

CURRICULUM VITAE

CURRICULUM VITAE

SCHAEFFER Christian

Né le 3 décembre 1958 à Rives (38)

Marié, trois enfants

Coordonnées personnelles:

Adresse : 55 allée de champ Vérida 38730 Le PIN

Téléphone : 0476557986

Email : schaeffer.christian@wanadoo.fr

Coordonnées professionnelles :

Adresse : Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble BP 46 38402

Saint Martin d'hères cedex

Téléphone : 0476826285

Email : christian.schaeffer@leg.ensieg.inpg.fr

TITRES UNIVERISITAIRES

Janvier 1992 : Docteur de l'institut Polytechnique de Grenoble

Titre : Etude des comportements électrique et thermique des interrupteurs IGBT à technologie hybride

Directeur de thèse : J.P Ferrieux

Thèse soutenue le 30 Janvier 1992 avec la mention très honorable

Septembre 1989 : Diplôme d'Etudes Approfondies en Génie électrique : Septembre 1989 / Mention Bien

Juin 1989 : Ingénieur de l'Ecole Nationale Supérieure des Ingénieurs Electriciens de Grenoble

Juin 1988 : Certificat d'Aptitude Professionnel d'Enseignement Technique (CAPET) Option Electrotechnique

Juin 1987 : Diplôme d'Etudes Supérieures Techniques (DEST) du Conservatoire National des Arts et Métiers (CNAM)

Juin 1979 : Brevet de technicien Supérieur en Electrotechnique

Juin 1977 : Brevet de technicien en Electrotechnique (F3)

CARRIERE PROFESSIONNELLE

ENSEIGNEMENT

Septembre 1980 - sept 1989: Enseignant en lycée technique (Académie de Grenoble)

Septembre 1989 - sept 1993: Attaché temporaire d'enseignement et de recherche (IUT GEii – Université Joseph Fourier- Grenoble)

Depuis septembre 1993 : Maître de Conférences (ENSIEG – INP de Grenoble)

RECHERCHE

Depuis septembre 1993 : Chercheur au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (UMR 5528) au sein de l'équipe Electronique de Puissance dirigée par Robert Perret.

Depuis septembre 1993 : Responsable du thème Composants semiconducteurs de Puissance

Encadrements : 7 doctorats (encadrés ou co-encadrés) dont cinq soutenues, 17 Stagiaires de DEA, 5 Ingénieurs CNAM

Publications : 12 articles de revues, 28 articles de congrès internationaux, 9 articles de congrès nationaux

Brevets : 2 dépôts de brevets en cours par la société ALSTOM (Novembre 1998)

Contrats Industriels : Schneider, Alstom, Ferraz, ST Microelectronics, PSA

Partenariats : Greth, LETI, LPCS

RESPONSABILITES ADMINISTRATIVES

- Membre du Conseil de LEG de Janvier 1991 à janvier 1993

- Membre du Conseil d'Administration de l'ENSIEG depuis janvier 1995

- Responsable de la plate-forme Electronique de Puissance et Transformation de l'Energie (EPTE) depuis septembre 1998

- Responsable de la filière ENERGIE de L'ENSIEG depuis avril 1999

- Responsable des relations Franco-Bulgare à L'ENSIEG depuis septembre 1998

- Membre nommé au Comité des Etudes et Recherches de l'ENSIEG depuis septembre 1999

- Correspondant du congrès IAS-IEEE et membre du comité de relecture de la revue

- Relecteur de la revue EPE Journal

PUBLICATIONS DANS DES REVUES INTERNATIONALES

- [1] J.ROUDET, J-P.FERRIEUX, CH.SCHAEFFER, M.BRUNELLO, J.PERARD
Commutation modes in resonant converters : Control and safety in DC-DC conversion.
In EPE Journal, Vol.1 n°1, July 1990, pp.33 à 44.
- [2] CH.SCHAEFFER, B.REYMOND, L.PIERRAT
Comportement thermique d'un composant IGBT : Modélisation en 2D et validation expérimentale.
In L'Onde Electrique, Juillet-Août 1992 – Vol.72 – n° 4, pp.24 à 29.
- [3] CH.SCHAEFFER, J-P.FERRIEUX, L.PIERRAT, R.PERRET
The steady state thermal behaviour of an IGBT module:2D – F.E.M. simulation and influence of materials thermal conductivity and power injection mode.
In EPE Journal, Vol.1 n°1, December 1992, pp.33 à 44.
- [4] E.FARJAH, CH.SCHAEFFER, L-L.ROUVE, R.PERRET
Thermal characterization of MOS. Controlled Devices in Transient Conditions : Verification on Thermosensitive Parameters by experimental and Simulation Tools.
In EPE Journal, Vol.4, n°2, June 1994, pp.33-37.
- [5] E.CLAVEL, CH.SCHAEFFER, Y.MARECHAL, R.PERRET
Etude et conception d'une fonction interrupteur de puissance réalisée en technologie hybride : Application à la traction ferroviaire.
In Revue Générale de Thermique n° 395, Novembre 1994, pp.669-677.
- [6] A.BRICARD, L.MEYSENC, S.RAEL, CH.SCHAEFFER
Conception et dimensionnement d'un micro-échangeur diphasique pour le refroidissement des composants d'électronique de puissance.
In Revue générale de Thermique, n°36, Novembre 1997, pp149-156
- [7] S.RAEL, CH.SCHAEFFER, R.PERRET
Tenue en courant permanent des composants de l'électronique de puissance.
In Revue 3E-I n°9, Juin 1997, pp51-58
- [8] S.DUONG, S.RAEL, CH.SCHAEFFER, F.SARRUS
Etude du comportement électrique du fusible aux fréquences élevées.
In Journal de Physique III, n°7, Avril 1997, pp819-828
- [9] L.MEYSENC, L.SALUDJIAN, A.BRICARD, S.RAEL, CH.SCHAEFFER
A high heat flux IGBT micro-exchanger setup.
In IEEE Transaction on Components, Packaging and Manufacturing Technology Part A, Vol 20, n°3, Septembre 1997, pp334-341
- [10] L.MEYSENC, A.BRICARD, S.RAEL, CH.SCHAEFFER
A novel IGBT packaging.
In EPE Journal, Vol.8, n°1-2, June 1999, pp.19-24.
- [11] C. GILLOT, CH.SCHAEFFER, A.BRICARD
Integrated MicroHeat Sink for Power Multichip Modules
In IEEE Transaction on Components, Packaging and Manufacturing Technology Part A, Vol 22, n°3, Septembre 1999,
- [12] C.GILLOT, A.BRICARD, CH.SCHAEFFER
Single and two phase Heat Exchangers for Power Multichip Modules
En cours de publication dans la revue générale de thermique

PRINCIPALES PUBLICATIONS DANS DES CONGRES INTERNATIONAUX

- [1] CH.SCHAEFFER, J-P.FERRIEUX, M-L.LOCATELLI
Investigation on high-temperature operation for IGBT components.
In EPE'91 proc., pp.2484-2490, Septembre 1991, Florence.
- [2] CH.SCHAEFFER, J-P.FERRIEUX, R.PERRET
Thermal simulation in power electronics.
In IEEE-APEC'92, proc., pp.780-784, Février 1992, Boston.
- [3] E.FARJAH, CH.SCHAEFFER, R.PERRET
Simulation on hybrid power components : A new electrothermal model.
In IEEE-IAS'92 proc., Octobre 1992, Houston.
- [4] L-L.ROUVE, CH.SCHAEFFER, E.FARJAH

Thermal behavior of IGBT subjected to short power pulses of high amplitude.
In IEEE-APEC'94 proc., pp.487-492.

- [5] CH.SCHAEFFER, Y.MARECHAL, E.CLAVEL, E.FARJAH
CAD for hybrid power modules.
In IEEE-IAS'93 proc., pp.1231-1237.
- [6] S.RAEL, CH.SCHAEFFER, R.PERRET
Electrothermal characterization of IGBT.
In IEEE-IAS'94 proc., pp.1269-1276.
- [7] S.DUONG, CH.SCHAEFFER, L-L.ROUVE, J-F.DE PALMA, C.MULLERT
Fuses for power IGBT converters.
In IEEE-IAS'94 proc., pp.1336-1343.
- [8] S.RAEL, E.CLAVEL, Y.MARECHAL, CH.SCHAEFFER
PMCM conception methodology : development of a 3D electrothermal simulation tool.
In EPE'95 proc., pp.117-1182 and THERMINIC WORKSHOP'95.
- [9] E.FARJAH, CH.SCHAEFFER, R.PERRET
Experimental thermal parameter extraction using non-destructive test.
In EPE'95 proc., pp.1245-1248.
- [10] S.DUONG, S.RAEL, CH.SCHAEFFER, J-F.DE PALMA
Short circuit behaviour for PT and NPT IGBT devices : protection against explosion of the case by fuses.
In EPE'95 proc., pp.1249-1254 and in IPEC'95 proc., pp.925-930.
- [11] S.RAEL, D.BAILLIVET, CH.SCHAEFFER
Development of a conception methodology for power multi rectifier chips modules.
In IEEE-IAS'95 proc., pp.946-953.
- [12] D.BAILLIVET, S.RAEL, CH.SCHAEFFER, B.RIVET, L.DUBRULLE
Etude des techniques d'assemblage dans la conception des modules de puissance : application à la mise en parallèle de diodes de puissance.
In IEEE-SOLDERING'95 proc., pp.429-436.
- [13] S.DUONG, Y.MARECHAL, CH.SCHAEFFER, J-F.DE PALMA
Electrothermal model of a fuse.
In IEEE-IAS'96 proc., pp.1302-1308 Octobre 1996.
- [14] L.MEYSENC, L.SALUDJIAN, A.BRICARD, S.RAEL, CH.SCHAEFFER
A high heat flux IGBT micro-exchanger setup.
In IEEE-IAS'96 proc., pp.1309-1316 Octobre 1996.
- [15] L. MEYSENC, S. RAEL, Ch. SCHAEFFER, A. BRICARD
« Two-phase heat exchangers applied to power electronics cooling ».
In Congrès EUROTHERM 97, Séminaire 58. Proceedings
- [16] Ch. GILLOT, A. BRICARD, Ch. SCHAEFFER
Single and Two phase Heat Exchangers for Power Multichip Modules.
In Congrès EUROTHERM 98. Séminaire 58. Proceedings.
- [17] Ch. GILLOT, Ch. SCHAEFFER, A. BRICARD
Integrated Micro Heat Sink for Power Multichip Module.
In IEEE Industrial and Applied Society'98 Conference, proceedings.
- [18] C. PERRET, Ch. SCHAEFFER, J. BOUSSEY
Microchannel integrated heat sinks in silicon technology.
In IEEE Industrial and Applied Society'98 Conference, proceedings.
- [19] C. PERRET, Ch. SCHAEFFER, J. BOUSSEY
Integration of micro heat sink in silicon technology .
In IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging'98.
- [20] Ch. GILLOT, Ch. SCHAEFFER
A 3D Electrothermal Simulation Tool for Integrated Power Modules.
In IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging'98.
- [21] C.PERRET, J.BOUSSEY, Ch. SCHAEFFER, M.COYAUD
Integration of cooling devices in silicon technology.
In 5th International Workshop Thermal Investigation of IC's and Systems.
- [22] C.GILLOT, D.HENRY, C.SCHAEFFER, C.MASSIT
A New Packaging Technique for Power Multichip Modules
In IEEE Industrial and Applied Society'99 Conference, proceedings.
- [23] C.PERRET, J.BOUSSEY, C.SCHAEFFER

Optimization of Microchannels Heat Sinks Realized in Silicon
In IEEE Industrial and Applied Society'99 Conference, proceedings.

ENCADREMENTS DE DOCTORATS

Stéphane RAEL *(Co-encadrement avec R.Perret)*

(Sept.93 – Sept.96) Méthodologie de conception des Power.Multi.Chips.Modules :Réalisation d'un logiciel de simulation électrothermique 3D. Thèse soutenue le 30Mai 1996

Son DUONG *(Co-encadrement avec R.Perret)*

(Sept.94 – Sept.97) Dimensionnement d'une protection fusible pour les convertisseurs haute fréquence :
Applications aux convertisseurs à IGBT. Thèse soutenue le 03 Juillet 1997

Thuy NGO *(Co-encadrement avec N.Guillemot)*

(Sept.94 – Sept.97) Etude et conception d'un composant PLANAR haute tension :Application à la diode PIN.
Thèse soutenue le 27 Novembre 1997

Luc MEYSENC

(Sept.95 – Sept.98) Méthodologie de conception de micro refroidisseurs adaptés aux composants de l'électronique de puissance.Thèse soutenue le 16 Février1998

Laurent AUBARD *(Co-encadrement avec J-P.Ferrieux)*

(Sept.93 – Sept.99) Etude des commandes des composants à grille isolée : Applications aux structures VMOS et IGBT. Thèse soutenue le 22 Janvier 1999

Charlotte GILLOT

(Sept.97 – Sept.00) Etude et conception de module de puissance à IGBT à refroidissement double faces par micro canaux.Soutenance prévue en Septembre 2000

Corinne PERRET *(Co-encadrement avec J. BOUSSEY)*

(Sept.97 – Sept.00) Etude et conception de micro refroidisseur sur silicium à échange simple phase.
Soutenance prévue en Septembre 2000

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La conception d'un convertisseur statique consiste à assembler, en fonction de la topologie choisie, des composants semiconducteurs et des composants passifs, inductifs ou capacitifs. Cette topologie est issue de la fonction de conversion désirée et doit respecter les règles d'associations des sources et des charges en fonction de la nature de celles-ci. Dans cette association, les composants semiconducteurs contrôlent le transfert d'énergie alors que les composants passifs assurent, le cas échéant, le stockage temporaire de celle-ci. La réussite de ce type d'association passe par une bonne adéquation entre l'ensemble des constituants de ce montage.

Pour les premières générations de convertisseurs, la démarche employée consistait à réaliser séparément chacun des éléments du convertisseur et laissait le soin à l'assembleur d'associer aux mieux les différentes technologies en présence. La conséquence de cette approche est qu'une partie importante des performances individuelles de chacun des constituants se trouve limitée par les éléments voisins. Avec cette démarche de conception, bon nombre de performances intrinsèques des composants les plus performants ne peuvent être exploités par le concepteur faute de pouvoir les faire accepter aux autres éléments du montage.

Pour mettre en évidence ce propos, il suffit d'analyser les conséquences de l'évolution des fréquences de fonctionnement des convertisseurs. La volonté de réduire la taille des éléments passifs et donc celle des convertisseurs a naturellement conduit à une augmentation des fréquences de commutations des composants semiconducteurs de puissance. Les recherches entreprises dans ce domaine ont permis d'améliorer leur fonctionnement dynamique intrinsèque et donc leur utilisation à des fréquences élevées. Ces nouvelles performances se sont ipso facto imposées à l'ensemble des éléments et ont nécessité une réflexion globale sur tous les constituants utilisés dans la conception d'un convertisseur. Ce n'est qu'après des travaux complémentaires sur l'environnement des composants semiconducteurs (éléments passifs, technologies de connexions, refroidissement) que les caractéristiques du convertisseur se sont améliorées.

Depuis les débuts de l'électronique de puissance, le silicium rythme toujours le développement des convertisseurs en imposant sa spécificité. L'exemple le plus récent, sur lequel nous reviendrons largement dans ce mémoire, est l'apparition d'un transistor de puissance à grille isolée, mettant en œuvre des conceptions unipolaires et bipolaires. Appelé IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), ce composant associe à la fois la facilité de commande en tension des composants à grille (réservée jusqu'ici au transistor MOS) et la possibilité de calibre en tension élevée (réservée jusqu'ici aux composants bipolaires). La volonté, précédemment évoquée, d'augmenter la fréquence de fonctionnement des composants de puissance tout en conservant une puissance commutable importante a conduit à la conception de ce transistor. En se rendant partiellement compatible avec la filière des composants de la micro-électronique, celle des composants de l'électronique de puissance a pu utiliser les avancées technologiques de ce secteur de pointe. Cette nouvelle orientation, justifiée par des raisons économiques, est à notre avis irréversible et devrait s'imposer dans les développements futurs.

La première phase de cette orientation a permis, dès le début des années quatre-vingts, l'utilisation de composants IGBT discrets. Plusieurs années après la conception de composants issus d'intégrations monolithiques tels que le thyristor et le triac, un nouveau

composant de puissance était élaboré sur ce principe. Conçu à partir de l'idée d'associer de manière monolithique un transistor bipolaire et un transistor unipolaire à grille isolée, le transistor IGBT a vite su s'implanter, de par ses caractéristiques électriques, dans le domaine de la moyenne puissance.

Une seconde phase de développement a introduit cette nouvelle technologie silicium dans le domaine de la forte puissance. Profitant d'une connexion face arrière par report à plat qui offre une possibilité d'association parallèle élégante, les concepteurs ont transposé à l'IGBT le concept de module de puissance utilisé jusqu'alors pour les transistors bipolaires. Cette réalisation, d'apparence simple dans laquelle plusieurs composants élémentaires étaient associés en parallèle, allait bouleverser la conception des convertisseurs de moyenne et de forte puissance. Une nouvelle technologie de câblage était élaborée pour connecter ces modules entre eux et de nouvelles technologies de refroidissement se sont adaptées aux besoins de ces nouveaux composants. Si la démarche utilisée est restée la même pour cette génération de convertisseurs que pour les précédents sauts technologiques, force est de constater que cette nouvelle famille de convertisseurs présente des niveaux de compacité jamais atteints jusque là dans ces domaines de puissance. Comme par le passé, c'est le semiconducteur qui est à l'origine de ce développement et qui impose les contraintes sur les autres composants.

La course à la miniaturisation dans le domaine de l'électronique de puissance ne fait que commencer. Sur le plan électrique, le rapprochement des composants a pour conséquence d'augmenter tous les phénomènes d'interaction. Sur le plan thermique, cette compacité se traduit par de fortes densités de puissance à évacuer. Dans ces conditions, les performances du refroidisseur déterminent directement les limites en courant ou en fréquence de la fonction électrique. Il est vain de considérer indépendamment ces aspects électrique et thermique. La réalisation intégrée de convertisseur de puissance conduit obligatoirement à l'élaboration d'une fonction conversion plus sophistiquée que la fonction interrupteur. La réussite de cette démarche, dans laquelle les considérations électriques et thermiques sont couplées, demande une connaissance pluridisciplinaire. C'est dans cette optique que nous situerons nos perspectives de recherche. Pour l'avenir, nous souhaitons engager des actions au plus près du domaine des semiconducteurs. Contrairement à ce qui s'est passé jusqu'à présent, les progrès des fonctions de puissance ne reposent plus seulement sur les avancées effectuées dans le domaine de la microélectronique. La volonté d'intégration et la spécificité de ce domaine demandent qu'une filière technologique soit développée. Dans ce contexte, pour le travail en volume du silicium, deux procédés ouvrent de nouvelles perspectives : le collage de plaques (Wafer Bonding) et la gravure profonde (RIE).

PREMIERE PARTIE

PREMIERE PARTIE

BILAN DES TRAVAUX DE RECHERCHE SUR LES MODULES IGBT A TECHNOLOGIE HYBRIDE

Avant propos

La volonté d'intégration en électronique de puissance n'est pas nouvelle. Sa mise en œuvre a constamment été freinée par des verrous technologiques principalement liés aux caractéristiques intrinsèques du matériau des composants semiconducteurs : le Silicium. C'est donc naturellement grâce aux avancées effectuées dans ce domaine que de nouvelles générations de convertisseurs statiques voient le jour. Au début des années quatre-vingt, de nouvelles stratégies de développement de composants de puissance ont été mises en place. Pour faire face au manque de moyens spécifiques dans le domaine de la puissance lié à la faible part de marché, les constructeurs ont entrepris une réorientation des recherches afin de rendre compatibles, au moins en partie, les développements de composants de puissance avec les développements de la micro-électronique. Cette stratégie est à l'origine de la conception du transistor IGBT. Ce composant cellulaire à grille isolée a tout à la fois la spécificité des composants de puissance, à savoir une structure verticale avec une électrode de puissance sur chacune de ses faces et une géométrie de surface identique aux composants latéraux de la micro-électronique. La structure traversante des composants de puissance impose un report à plat sur une surface métallique conductrice. Pour assurer une isolation électrique des électrodes vis à vis du boîtier, cette couche conductrice est reportée sur un support isolant. La particularité de cette technologie d'assemblage est qu'elle permet de réunir facilement la face arrière de plusieurs composants élémentaires pour, suivant les cas, augmenter le calibre intensité d'une association, réaliser un interrupteur bidirectionnel en courant, et même, le cas échéant, concevoir un bras d'onduleur voire un l'onduleur complet. Comme on peut le constater, outre les innovations de la partie semiconductrice, le concept du module de puissance ouvre de nouveaux horizons dans la conception des convertisseurs de puissance pour peu que l'ensemble ainsi réalisé remplisse les fonctionnalités demandées par l'utilisateur.

C'est dans ce contexte que nous avons débuté nos travaux de recherche avec, comme sujet de doctorat : « L'analyse des comportements électriques et thermiques des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride »[1]. Au cours de ces travaux de thèse, nous nous sommes tout d'abord intéressés à évaluer les performances électriques de ce nouvel interrupteur. Comme la majeure partie des composants de puissance, l'IGBT peut être caractérisé électriquement en étudiant son état passant, sa mise en conduction et son blocage. Pour des températures de fonctionnement ne dépassant pas 125°C, l'état bloqué du composant n'est pas générateur de pertes. Si ces travaux effectués ont rapidement montré l'intérêt de ce nouveau composant, ils ont aussi mis en évidence d'une part, l'inadaptation de tout ou partie des autres constituants du montage aux performances intrinsèques de l'IGBT et d'autre part l'influence accentuée de tout l'environnement sur les caractéristiques globales du convertisseur. Ce constat s'est tout d'abord porté sur les diodes de puissance utilisées systématiquement avec l'IGBT pour réaliser une fonction bidirectionnelle en courant ou une fonction roue libre. Nous verrons, dans la suite de ce mémoire, que des améliorations ont dû leur être apportées pour qu'elles présentent des caractéristiques

compatibles avec celles de IGBT. Dans les premières générations, les modules furent pénalisés entre autre par leurs diodes. Nous avons aussi mis en évidence au cours de ces évaluations électriques l'importance de la connectique de ces modules. Pour des raisons de conception, les électrodes de puissance des composants étaient ramenées à l'extérieur du module par des lyres. Ce type de liaisons a rapidement montré ses limites avec un comportement inductif incompatible avec les vitesses de commutations obtenues par les IGBT.

Sur le plan thermique, la technologie de report à plat présente un certain nombre de faiblesses liées aux contraintes qu'on lui impose. Pour faciliter la mise en œuvre des modules de puissance les semelles de ces boîtiers sont isolées électriquement des potentiels du composant. Si cette fonctionnalité permet de reporter sur un même radiateur plusieurs modules, elle pénalise fortement le comportement thermique de l'assemblage hybride. L'architecture, constituée généralement de plusieurs couches de matériaux conducteurs ou isolants, présente de nombreuses interfaces qui sont autant de mauvaises liaisons thermiques. Avec l'augmentation de la densité volumique des interrupteurs, sont apparus à la fois de forts flux de puissance à évacuer et des effets de couplages thermiques entre les différents composants élémentaires d'un même module. Nous avons aussi pu constater que les performances thermiques globales de l'ensemble étaient très fortement liées aux techniques de refroidissement et de report utilisées. Dans ces conditions, il s'avère difficile pour les constructeurs d'attribuer un calibre intensité aux modules. Enfin, comme nous l'avons évoqué préalablement, la technologie IGBT a poursuivi la démarche initiée par les transistors bipolaires Darlington, en utilisant, dans le domaine des fortes intensités, la technique d'interconnexions par fils d'aluminium et soudures ultrasoniques. Avec des contraintes électriques et thermiques élevées et malgré l'expérience acquise sur les modules Darlington, cette technologie de liaisons a nécessité un déclassement du module IGBT pour leur garantir une durée de vie satisfaisante.

Comme nous l'avons précisé dans la conclusion générale de ce mémoire de thèse, ces travaux sont nés de la volonté d'approfondir la connaissance des composants de puissance. Les soins que demande leur mise en œuvre ne peuvent être développés qu'à partir du moment où l'ensemble des contraintes est connu d'un seul et même concepteur. Cette multiplicité de connaissances requises pour maîtriser la conception d'un tel ensemble demande une culture générale étendue et une collaboration étroite avec de nombreux spécialistes se retrouvant autour de la technologie du Silicium. Nous avons essayé d'entreprendre cette démarche en travaillant avec des microélectroniciens, des thermiciens, des métallurgistes et bien sûr des électrotechniciens.

CHAPITRE I

CHAPITRE I

CALIBRE TENSION DES INTERRUPTEURS :

LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE

<u>I - IGBT</u>	p6
I -1 Structures d'IGBT	p7
I - 2 Evaluation électrique des IGBT	p8
<i>I-2-1 Evaluation en mode dynamique</i>	p8
<i>I-2-2 Evaluation en mode de conduction</i>	p10
<i>I-2-3 Evaluation en mode de défaut</i>	p12
I - 3 Quel IGBT et pour quelle application ?	p13
I - 4 Quel avenir pour les composants à grille isolée ?	p15
<u>II - Diodes de puissance</u>	p17
II - 1 Structure de la diode de puissance	p17
II - 2 Evaluation électrique	p18
<i>II - 2 -1 Evaluation en régime de conduction</i>	p19
<i>II - 2 - 2 Evaluation en régime dynamique</i>	p20
<i>II - 2 - 3 Exploitation des résultats</i>	p21
II - 3 Quel avenir pour les diodes de puissance ?	p23
<u>III - Conclusion du chapitre 1</u>	p24
<u>IV - Bibliographie du chapitre 1</u>	p25
<u>V - Nomenclature du chapitre 1</u>	p26

CHAPITRE I

CALIBRE TENSION DES INTERRUPTEURS :

LES SEMICONDUCTEURS de PUISSANCE

L'électronique de puissance est apparue avec la naissance des semiconducteurs. Ses évolutions marquantes ont systématiquement été liées aux progrès effectués par les semiconducteurs de puissance. Ce rôle central de la technologie Silicium est à la fois un frein, quand les avancées se font attendre, et un moteur quand celles-ci arrivent. Au début des années quatre-vingt, une de ces avancées est venue modifier, de manière significative, le domaine de l'électronique de puissance. Ce fut bien sûr l'apparition du composant IGBT. Face à cette situation, la difficulté pour les utilisateurs est d'estimer le plus rapidement possible l'intérêt de ce développement et son potentiel d'évolution. A cette période bons nombres de voix se sont élevées pour dire que ce nouveau concept n'était pas viable de par sa structure quatre couches identique à celle des thyristors, que son domaine d'application resterait restreint par des possibilités de tenue en tension limitée, que les interconnexions par fils d'aluminium n'étaient pas compatibles avec le domaine de la puissance...

Quinze ans plus tard, plusieurs constructeurs présentent à leur catalogue des modules IGBT d'un calibre en courant de 1200A et d'un calibre tension de 3300V leur conférant un pouvoir de coupure de 4MVA voisin de celui des thyristors GTO [2] [3] [4]. Comme pour les précédents développements, le semiconducteur a forcé les autres éléments du convertisseur statique à évoluer. C'est en tout cas de cette manière que nous avons vécu le développement des modules de puissance et que nous envisageons leur proche avenir.

I- IGBT

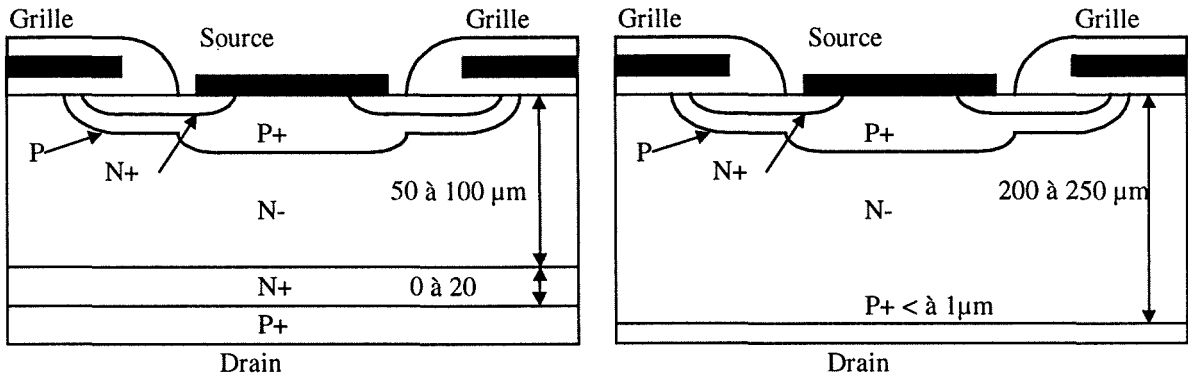
La structure MOS fût le premier trait d'union entre les filières de la micro-électronique et celle de la puissance. En utilisant une technologie de surface fine mise au point en micro-électronique, les concepteurs des composants VMOS ont rapidement montré l'intérêt de ces interrupteurs dans les applications basse tension. Même si la gamme des produits s'étend jusqu'à des tensions de 500 à 600V, le domaine de prédilection de ces composants se situe en dessous des 200 - 300V. Avec les progrès permanents de la micro-électronique, les caractéristiques des produits basse tension ont largement évolué sans pour cela que les produits de plus forte tension aient pu profiter de ces améliorations. Ce phénomène, lié à l'épaisseur de la zone de tenue en tension du composant, s'explique par la prépondérance de sa résistance vis à vis de celle du canal d'inversion. Pour remédier à cette limitation, il fallait moduler par une injection de type bipolaire cette zone de haute résistivité et inventer la structure IGBT.

L'IGBT, composant à structure quatre couches, allie les conceptions bipolaire et unipolaire. Une part importante du fonctionnement électrique de la structure est directement fonction du rapport de ces deux types de conduction. Suivant le domaine d'application ciblé, le concepteur pourra privilégier la conduction unipolaire ou la conduction bipolaire. Ce degré

de réglage supplémentaire fait que l'on ne peut pas parler d'un composant IGBT mais plutôt de deux structures d'IGBT et de familles d'IGBT.

I – 1 Structures d'IGBT

Deux orientations ont été prises pour concevoir la structure quatre couches de l'IGBT. La technologie dite homogène dans laquelle le champ électrique n'est pas traversant (NPT) et la technologie dite non homogène dans laquelle le champ électrique est traversant (PT).



a : Structure dite non homogène (PT)

b : Structure dite homogène (NPT)

Figure 1 : Structures d'IGBT

Toute la filière de conception est modifiée par cette différence de structure. Sur le plan technologique, le procédé de fabrication des IGBT à structure homogène débute sur une tranche de matériau de haute résistivité dont l'épaisseur minimale est imposée par la tenue mécanique du Silicium et le diamètre des tranches utilisées. Les épaisseurs minimales rencontrées en développement industriel sont actuellement de 200 μm environ prédisposant cette structure pour des calibres tension supérieurs à 1000V. Un des paramètres importants dans la conception de l'IGBT est, comme nous l'avons déjà précisé, le rapport entre les conduction unipolaire et bipolaire de la structure. Pratiquement, cela se traduit par le réglage du taux d'injection de la couche P⁺ de la face arrière du composant, qui s'effectue en diffusant sur la face arrière de la tranche homogène une fine couche P⁺ de concentration contrôlée. Dans ce procédé de fabrication, la difficulté réside dans l'élaboration de cette couche P⁺. En effet, sa concentration et son épaisseur conditionnent d'une part le niveau d'injection de trous dans la couche N⁻ et donc l'effet bipolaire, et d'autre part les caractéristiques de l'interface métal /semiconducteur de la face arrière qui doit être un bon contact ohmique. Dans cette filière, la géométrie de surface utilisée par le constructeur principal, est celle de cellules hexagonales. Le pas et les dimensions de ces cellules sont d'environ 20μm. Nous verrons que les caractéristiques des IGBT à structure homogène sont directement dépendantes de ce procédé de fabrication. Le résultat est que les composants ainsi réalisés présentent une faible conduction bipolaire.

La filière de conception de la structure non homogène débute sur une tranche de matériau de type P⁺ fortement dopé (10^{18} atomes.cm⁻³), d'épaisseur 300μm environ sur laquelle on fait croître, par épitaxie, une première couche N⁺ fortement dopée (10^{18}

atomes.cm⁻³) de quelques dizaines de microns, puis une seconde couche de type N⁻ faiblement dopée d'épaisseur contrôlée pour obtenir le calibre tension souhaité. Cette couche servira au développement de la zone de tenue en tension du composant. C'est généralement par ce procédé de fabrication que sont obtenus les IGBT dont le calibre tension se situe entre 600 et 1200V. A l'état bloqué, cette géométrie produit le même profil de champ électrique, d'allure trapézoïdale, que celle du VMOS ou d'une diode PIN. Dans ce procédé, le réglage du compromis conduction unipolaire et bipolaire est effectué par l'intermédiaire de la couche N⁺ située entre la couche N⁻ et la couche P⁺. Pour cette filière, les possibilités de réglages semblent plus importantes puisqu'elles permettent de concevoir des composants de même calibre avec des compromis différents [5]. Plusieurs constructeurs utilisent la structure non homogène pour concevoir leurs IGBT mais ils n'utilisent pas tous la même géométrie de surface. On rencontre ainsi des structures en cellules, principalement carrées, et des structures en doigts. Comme pour la structure homogène, les caractéristiques électriques de la structure non homogène sont directement liées à ce procédé de fabrication et donnent des domaines d'applications spécifiques à celle-ci.

I - 2 Evaluation électrique des IGBT

Plusieurs facteurs militent pour que le concepteur de convertisseur entreprenne avant toute chose une évaluation électrique des composants qu'il envisage d'utiliser, avant de retenir un produit précis. Il est acquis pour tous qu'un «bon» interrupteur ne fait pas forcément un «bon» convertisseur. Un certain nombre de déconvenues ont justement montré le contraire lorsque l'on a changé sans plus d'attention, des modules bipolaires à DARLINGTON par des IGBT. Lorsque l'on parle d'évaluation de composants de puissance il est de rigueur de préciser dans quel environnement cette évaluation est faite. Derrière ce terme, se cache toute une série d'éléments intervenant, peu ou prou, sur les comportements statiques et (ou) dynamiques de l'interrupteur. Nous garderons pour le deuxième chapitre la prise en considération de l'aspect thermique. Au premier rang des éléments influents se place la diode de puissance qui est systématiquement (ou presque) employée comme interrupteur complémentaire de l'interrupteur commandé. L'association de ces deux composants constitue la cellule de commutation dans laquelle sera effectuée l'évaluation dynamique de l'IGBT. En fonction de la géométrie et la technologie de câblage retenue, cette cellule de commutation sera plus ou moins inductive et agira favorablement ou pas, sur l'amorçage et le blocage de l'interrupteur. En second lieu, les ordres de commandes seront aussi déterminants sur l'évaluation de l'IGBT. Dans ces conditions, il est préférable, à notre avis, d'effectuer des études comparatives de plusieurs composants dans un seul et même environnement.

I - 2 - 1 Evaluation en mode dynamique

Pour mettre en évidence l'apport de la technologie IGBT et montrer les possibilités qu'elle offre au concepteur, nous prendrons comme exemple de démonstration pour l'évaluation dynamique les travaux que S.RAEL a effectués sur une gamme de composants à structure non homogène de calibre en tension 600V (IRGPC50 S/F/U) [5]. Ces trois composants très voisins présentent l'avantage d'avoir à la fois un grand nombre de caractéristiques identiques et des particularités importantes. En comparant leur mode de fonctionnement, nous mettons en évidence l'influence prépondérante chez l'IGBT du rapport choisi par le concepteur entre la conduction bipolaire de la structure et sa conduction unipolaire. Nous pourrions voir ainsi que contrairement aux transistors

bipolaires c'est le concepteur de composants et non le circuitier qui détermine le domaine de fonctionnement du composant. Afin de s'affranchir des problèmes thermiques liés à la connaissance de la résistance thermique et au refroidissement du composant nous avons utilisé une structure de test en impulsion dans laquelle l'interrupteur testé est associé à un second interrupteur. Avec ce principe de fonctionnement, l'échauffement du composant en test sera considéré comme nul et le contrôle de l'état thermique du composant sera externe. L'ensemble des éléments du montage, détaillé dans [6], permet alors d'évaluer les performances électriques dynamiques d'un interrupteur. A titre d'exemple, nous présentons ici les évaluations de l'IRGPC50F en fonction du niveau de courant commuté (Figure 2a), de la tension appliquée (Figure 2b) et de la température de jonction (Figure 2c).

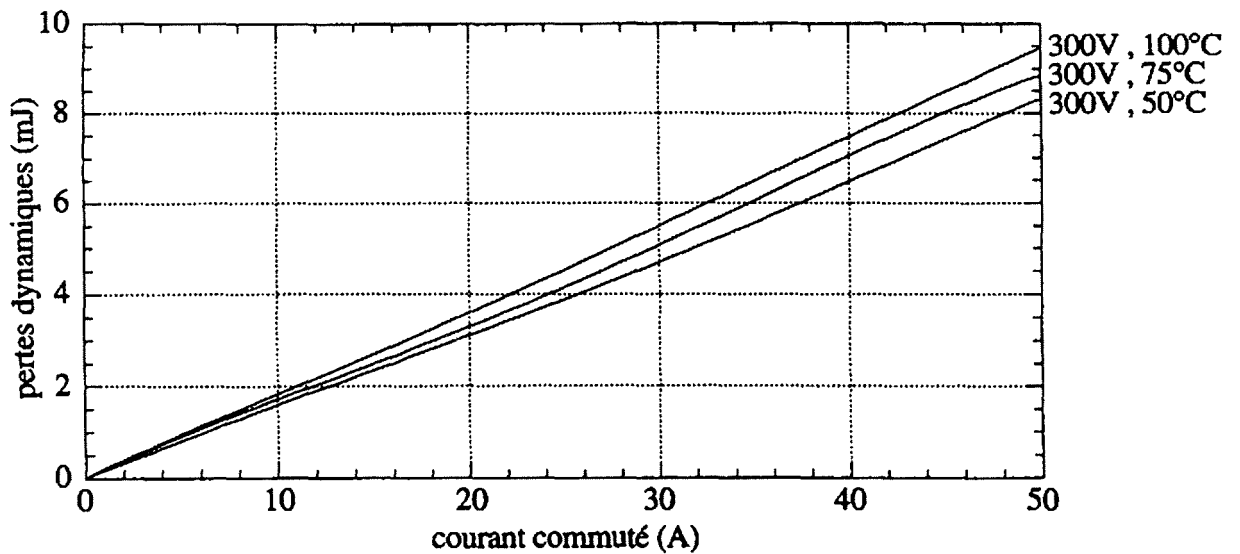


Figure 2a : Pertes dynamiques en fonction du courant coupé de l'IRGPC50F

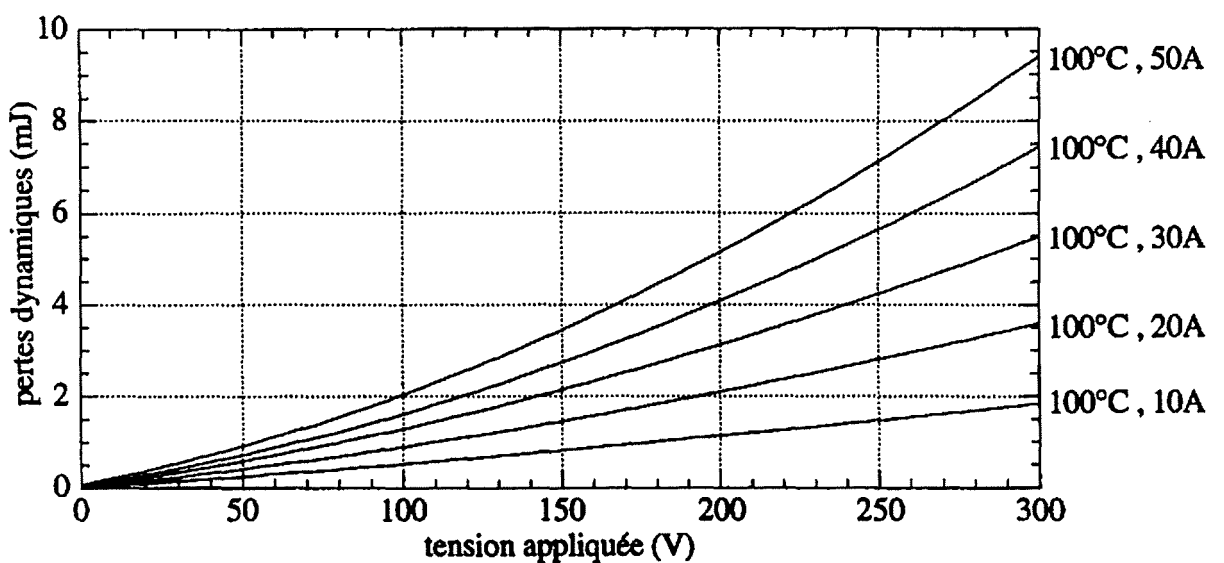


Figure 2b : Pertes dynamiques en fonction de la tension de l'IRGPC50F

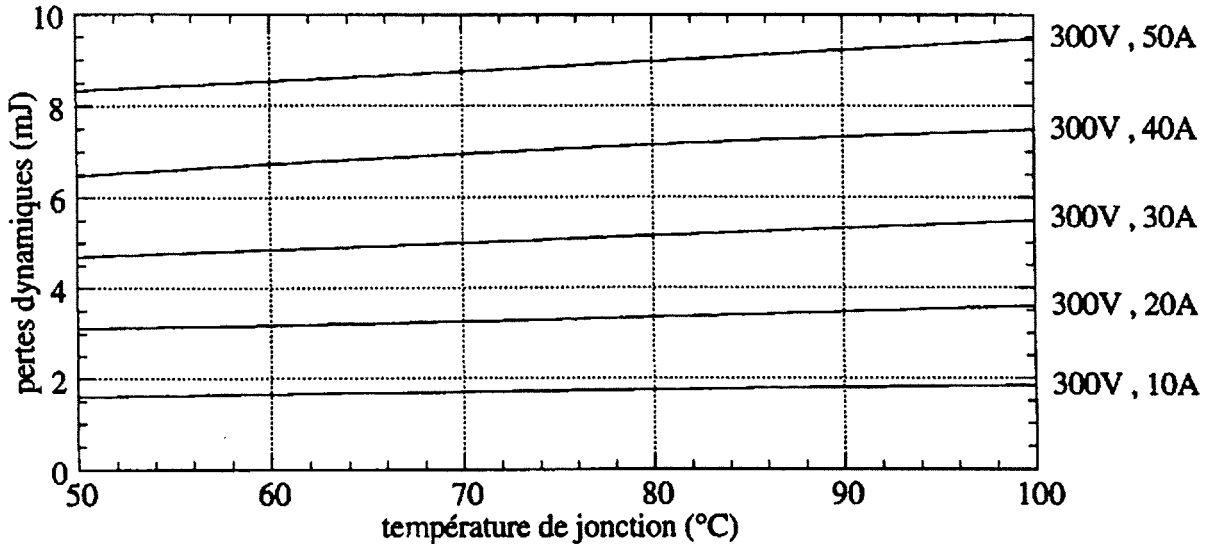


Figure 2c : Pertes dynamiques en fonction de la température de jonction de l'IRGPC50F

Cette série d'évaluation a été effectuée sur l'ensemble de la gamme IRGPC50 afin d'analyser les performances dynamiques de ces composants dans cet environnement.

I - 2 - 2 Evaluation en mode de conduction

En mode de conduction, hormis les performances intrinsèques des composants, nous considérons que deux paramètres externes influencent le mode de conduction d'un IGBT. Il s'agit de sa tension de commande et de sa température de jonction. Pour ce qui est de sa tension de commande, la valeur classiquement retenue en conduction, est +15V. Cette valeur correspond pour les composants actuels à un niveau de tension pour lequel le phénomène d'inversion du canal de la structure de surface est complet. Pratiquement, augmenter le niveau du signal de commande ne diminue pas la tension de déchet et augmente le temps de commutations des signaux. Le second paramètre est la température de jonction. Cette dépendance revêt une importance toute particulière dans le cas des composants IGBT tout d'abord parce qu'elle distingue les structures d'IGBT entre elles, et qu'elle conditionne le comportement des associations parallèles de ces composants à travers le couplage électrothermique. C'est pourquoi nous nous sommes particulièrement intéressés à cette dépendance et avons travaillé avec une tension de commande égale à +15V.

Contrairement à l'étude dynamique, l'étude statique des deux structures d'IGBT nous apparaît importante pour mettre en évidence l'influence des stratégies de conception. Pour cette raison nous présentons à la figure 3 les résultats obtenus pour un IGBT à technologie non homogène, appelé ici épitaxié, et un IGBT à technologie homogène.

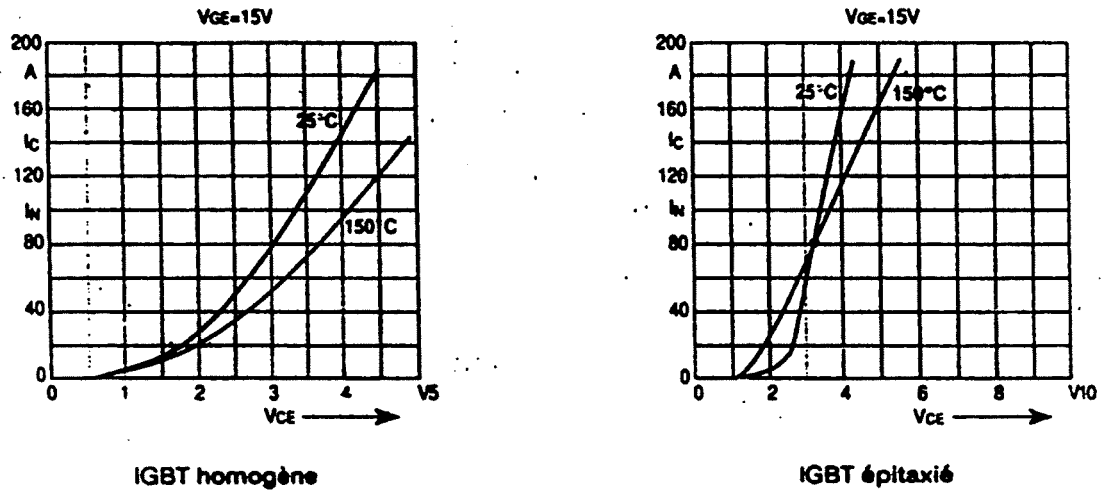


Figure 3 : Caractéristiques des deux familles d’IGBT homogène et non homogène ou (épitaxié) sous tension de commande de +15V pour des températures de jonction de 25 et 125°C [6].

Par ailleurs et pour compléter la démarche initiée dans la caractérisation dynamique, nous présentons à la figure 4 les caractéristiques en conduction de la famille des IRGPC50 à 25°C et 125°C.

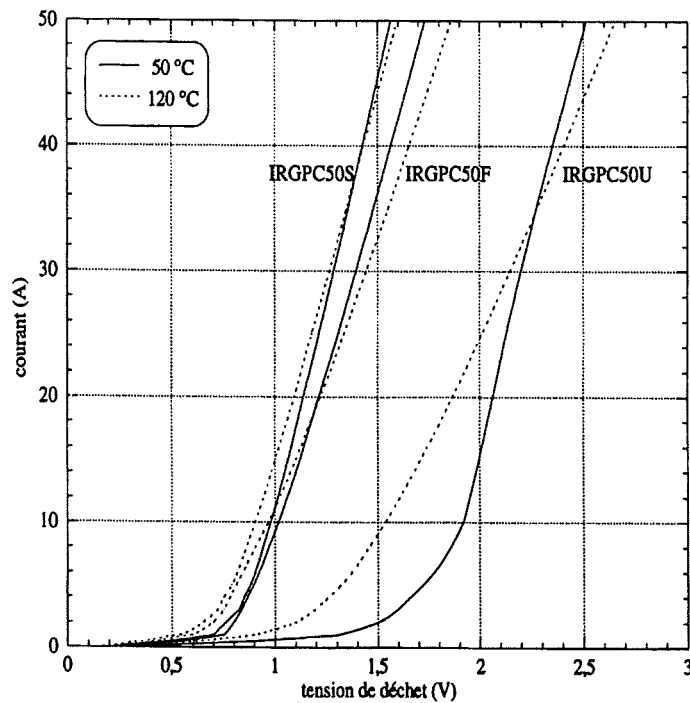


Figure 4 : Caractéristiques en conduction de la famille d’IGBT IRGBC 50 (non homogène ou épitaxié) sous tension de commande de +15V pour des températures de jonction de 25 et 125°C

I - 2 - 3 Evaluation en mode de défaut

Si les évaluations statique et dynamique s'avèrent toujours nécessaires pour connaître le comportement électrique in situ d'un composant, l'étude du comportement en défaut conditionne aussi fortement le dimensionnement des éléments passifs et des protections. Les calibres atteints par l'IGBT le prédisposent à fonctionner dans des applications de forte puissance jusque la réservées au seul thyristor. Si ce changement de technologie apporte une série d'avantages dans les fonctionnements nominaux de l'IGBT, il introduit un comportement spécifique en mode de court-circuit. En effet, contrairement aux thyristors, les deux structures IGBT ont un comportement en court-circuit qui limite le niveau du courant de défaut mais qui surtout impose au composant de supporter l'intégralité de la tension d'alimentation. On comprend rapidement que dans ces conditions il ne faut pas que ce mode de défaut se prolonge sous peine de voir exploser le boîtier du composant. La protection fusible classique basée sur l'élévation du courant ne peut dans ce cas être mise en œuvre. Dans le cadre du doctorat de S.DUONG [7] nous avons étudié le comportement en défaut des deux structures d'IGBT et proposé une solution de protection contre les explosions. Si l'on regarde les oscillogrammes présentés à la figure 5, on constate que le défaut en court-circuit d'un IGBT peut être décomposé en quatre phases et ce quelle que soit sa structure.

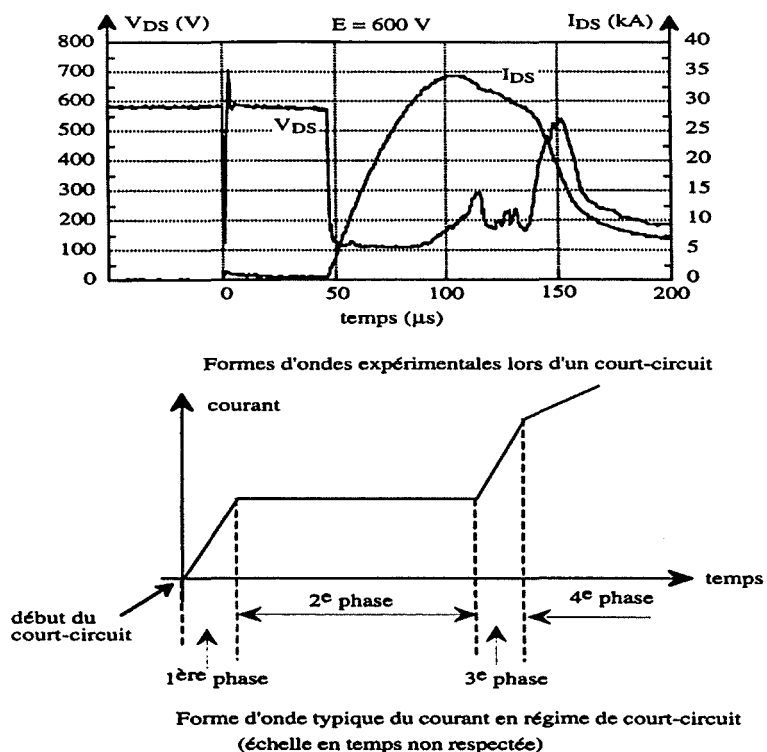


Figure 5 : Formes d'ondes typique et expérimentales d'un régime de court-circuit

Dans la première phase, le courant quitte son point de fonctionnement initial pour atteindre un niveau que nous appellerons courant de plateau. Au cours de cette première phase, l'évolution du courant n'est réglée que par l'inductance de la maille de commutation. Pendant la seconde phase, le composant contrôle le niveau du

courant de court-circuit. On peut encore à cet instant éviter la destruction de l'IGBT. Après cette zone de fonctionnement au cours de laquelle l'IGBT limite le courant de court-circuit et supporte toute la tension de la source, le composant subit une destruction irréversible. L'ensemble des caractéristiques électriques du circuit pilote la progression du courant. Le composant est alors détruit et seule une protection fusible adaptée peut éviter l'explosion du boîtier [7]. Le comportement des deux structures d'IGBT est identique sur le plan du déroulement des phases. Cependant, la technologie homogène présente l'avantage d'avoir un niveau de courant de plateau inférieur à la technologie non homogène. Pour fixer les proportions, on peut estimer que le courant de plateau pour la technologie homogène se situe autour de 5 In alors qu'il se situe autour de 10 In pour la technologie non homogène. Si ce comportement est présenté comme un avantage pour la technologie homogène, ce n'est qu'au vu des études effectuées que nous avons acquies la conviction que l'origine de la destruction du composant était thermique et que par conséquent, plus le niveau du courant de plateau était faible, plus le temps d'intervention possible pour éviter la destruction était long. Pour augmenter ce temps on peut, si l'application le demande, réduire la tension de commande en acceptant de dégrader légèrement l'état passant du composant.

I – 3 Quel IGBT et pour quelle application ?

Derrière le terme IGBT se cache toute une famille de composants de puissance. Cette multiplicité peut s'expliquer par le fait que les avantages communs à tous intéressent un grand nombre d'applications. La souplesse relative offerte par ce croisement entre deux espèces de composants permet de surcroît d'adapter la conception au domaine d'application désiré. Comment dans ces conditions être encore surpris que cette famille concurrence tous les autres composants de puissance ? Cet éventail de produits, bénéfique dans bien des cas, demande donc un choix attentif du composant le mieux adapté à l'application. Pour effectuer sa sélection, l'électronicien de puissance dispose des trois évaluations précédentes et de la connaissance du comportement électronique des deux structures.

Commençons, comme il est d'usage pour la conception d'un composant de puissance, par évoquer le calibre en tension du composant. Pour ce critère, les deux structures ont leur domaine de prédilection. Par son procédé de fabrication, qui impose une épaisseur minimale pour la tenue mécanique des tranches, la structure homogène devient de plus en plus attractive au fur et à mesure que le calibre tension du composant augmente. Ainsi même les défenseurs acharnés de la structure non homogène développent actuellement une structure homogène pour leurs composants haute tension (3300V) [3]. La structure non homogène, quant à elle, est mieux adaptée aux calibres tension situés entre 600 et 1200V. En effet la tenue mécanique de la tranche est assurée par la couche N+ ce qui laisse tous les degrés de liberté nécessaires pour réaliser par épitaxie la couche utile à la tenue en tension. En essayant, à partir des évaluations statique et dynamique, de situer les domaines de prédilection des IGBT et en utilisant comme critère le niveau de pertes maximal acceptable par le composant, il est possible de déterminer pour chaque interrupteur son aire de fonctionnement. Si on prend comme référence la cellule de commutation de base, cette aire de fonctionnement peut être tracée dans le plan (rapport cyclique – fréquence). Le rapport cyclique (alpha) est défini dans ces conditions comme étant le rapport entre le temps de conduction du composant et la période; la fréquence est la fréquence de fonctionnement de la structure. Cette approche revient à tracer en fonction des caractéristiques thermiques et du refroidissement du composant l'équation :

$$T_j - T_a = (\alpha \cdot P_{\text{cond}} + f [E_{\text{on}} + E_{\text{off}}]) \cdot (R_{\text{th comp}} + R_{\text{th rad}})$$

Cette équation tracée pour chacun des composants de la famille IRGPC50 donne les domaines d'utilisation présentés à la figure 6.

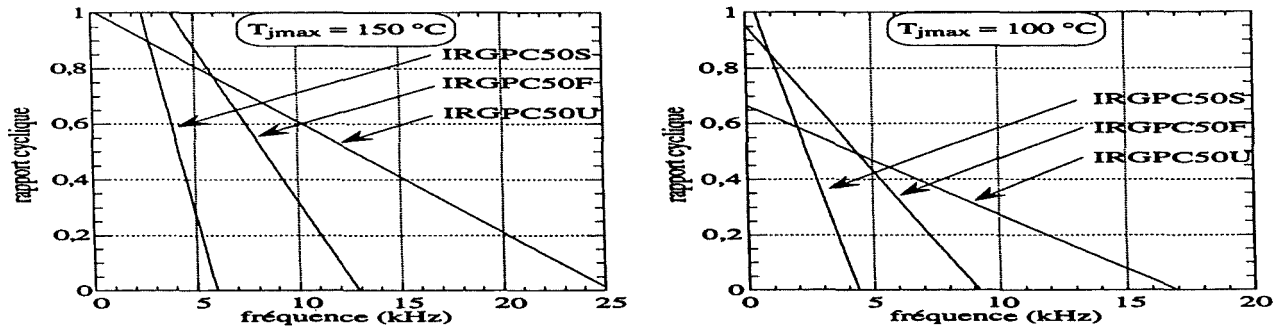


Figure 6 : Aires de fonctionnement de la famille IRGPC50
($E = 300V, I = 50A, T_a = 13^{\circ}C, R_{th} = 1^{\circ}C/W$)

Un second critère peut être retenu pour classer ces mêmes composants. C'est celui qui consiste à utiliser le composant qui fournit au sein de la structure le rendement maximum de conversion. Dans ces conditions, les aires de fonctionnement optimales des composants deviennent celles présentées à la figure 7.

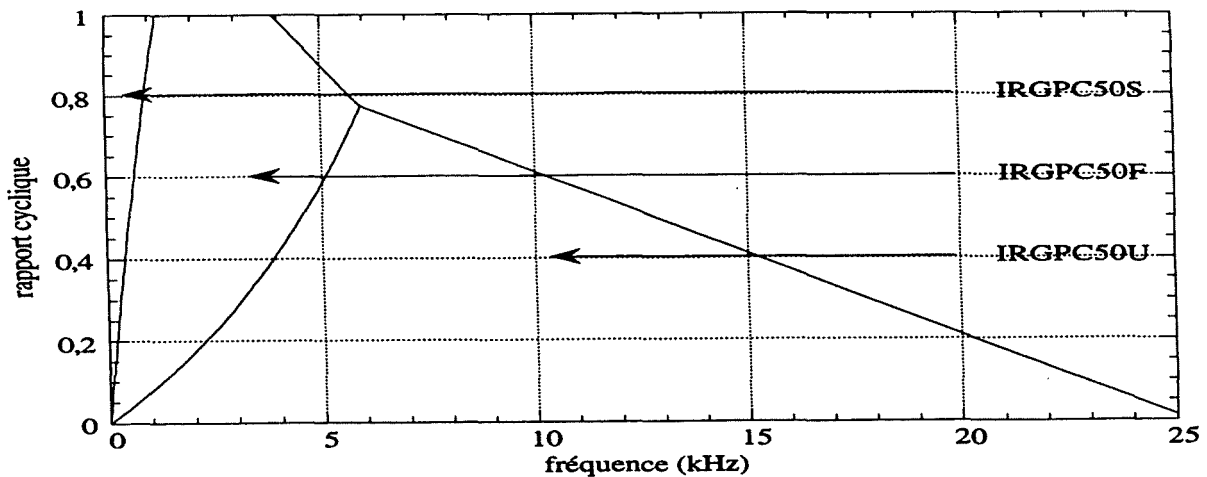


Figure 7 : Aires de fonctionnement à rendement maximum de la famille IRGPC50
($E = 300V, I = 50A, T_a = 13^{\circ}C, R_{th} = 1^{\circ}C/W, T_{jmax} = 150^{\circ}C$)

Ces résultats mettent en lumière deux phénomènes que nous allons développer. Tout d'abord, nous souhaitons revenir sur la diversité des structures IGBT et particulièrement la structure non homogène. Suivant le compromis que retient le concepteur, l'IGBT aura une tendance plutôt bipolaire pour répondre aux applications basse fréquence ou plutôt une tendance MOS pour intéresser les applications haute fréquence. Le réglage de ce rapport, généralement traduit par le gain du transistor bipolaire, s'effectue à la fois par le taux d'injection de la couche P+ et par un ajustement de la durée de vie des porteurs dans la couche faiblement dopée. Ce dernier point différencie d'ailleurs les deux structures d'IGBT. La solution retenue en technologie homogène pour régler le

comportement bipolaire de l'IGBT concerne seulement le niveau d'injection de la couche P+. Elle demande un contrôle d'injection de charges en face arrière très pointu. Son principal avantage réside dans le fait que son comportement thermique est stable contrairement à la technique qui consiste à réduire la durée de vie des porteurs en injectant des porteurs lourds dans la couche considérée.

Il nous semble important aussi de préciser que l'essentiel des performances électriques en fonctionnement de ces composants est le fruit d'une conception adaptée à une gamme d'applications. Une fois le composant réalisé, il reste à l'utilisateur à l'associer dans un environnement adapté à d'autres composants compatibles avec ces caractéristiques. On retrouve, dans cette démarche de conception, le rôle central des semiconducteurs et particulièrement celui de l'interrupteur. A ce niveau de réflexion, on peut donc facilement concevoir que la personne la mieux placée pour réaliser l'association finale, soit le concepteur de semiconducteur. L'idée a déjà fait son chemin et a donné lieu à la conception des modules de puissances. Cette évolution garantit une certaine cohérence dans la démarche et une maîtrise du produit. Si l'assemblage du convertisseur change de maître d'œuvre, il continue à imposer les mêmes contraintes au premier rang desquelles se trouve l'adaptation de la diode de puissance aux caractéristiques de l'IGBT.

I – 4 Quel avenir pour les composants à grille isolée ?

Les composants cellulaires à grille isolée, aussi bien les MOS que les IGBT sont en train d'évincer à la fois les transistors bipolaires et les thyristors. Si la cause semble entendue pour les transistors bipolaires, y compris les montages DARLINGTON, la pénétration des modules IGBT dans le domaine des thyristors est loin d'être acquise dans tous les secteurs réservés jusqu'à présent aux thyristors. Même si le calibre en tension des IGBT a progressé d'une manière vertigineuse ces dernières années pour atteindre les 3300V voire les 4700V, c'est cette caractéristique qui limite leur progression dans le secteur de la forte puissance. Face à cette situation, on peut penser que les progrès de la technologie des semiconducteurs n'ont pas encore livré leurs dernières évolutions. Nous faisons plutôt partie des personnes qui pense que le principe de la modulation utilisée dans l'IGBT aura du mal à rendre ce composant attractif pour des tensions supérieures à 6KV. Pour répondre aux besoins très étroits de ce marché, nous pensons qu'une fois encore l'association de composants «standards» présentera suffisamment d'avantages pour éviter des développements très spécifiques. Pour ouvrir le domaine de la forte tension, la logique scientifique voudrait que les concepteurs de semiconducteurs s'intéressent plutôt aux associations thyristor- MOS [8].

Si tous ces composants présentent une facilité de commande et une vitesse de commutation élevée, ils ont aussi en commun un obstacle important qui est leur surface critique. Derrière ce terme se cache toute une série de difficultés de conception qui ne permet pas de concevoir, au prix du marché, des composants à grille de grande surface. Tout d'abord le principe même de ces composants repose sur l'association parallèle de milliers de cellules. C'est l'augmentation de la densité surfacique de ces cellules, obtenues en réduisant leur taille, qui a permis aux technologies cellulaires de s'imposer. La finesse de cette géométrie de surface et les rendements de fabrication n'autorise pas actuellement la conception industrielle de composants à grille de grandes dimensions. C'est d'ailleurs pour cette raison que l'association parallèle de pastilles d'IGBT a vu le jour avec le développement des modules dont nous parlerons après. Hormis les contraintes liées au rendement de fabrication, il est apparu aussi que la propagation des signaux de commande, transmis par la grille en polysilicium, ne permettait pas la

commande uniforme de composants de grande section. Là encore des actions sont en cours dans le milieu des semiconducteurs. Nous en citerons deux qui nous paraissent attractives. La première consiste à utiliser une technologie de cellules ouvertes dans laquelle le métal de source ne recouvre pas toute la surface supérieure du composant et où la grille n'est plus en polysilicium mais en aluminium aussi [9]. La seconde recherche menée sur les cellules consiste à réaliser un canal d'inversion vertical, le long d'une tranchée effectuée par procédé de gravure [10]. Cette alternative devrait permettre à la fois d'augmenter le nombre de cellules et de répondre aux besoins de commande. Ces deux nouvelles géométries doivent aussi réduire les effets capacitifs de ces composants et particulièrement l'effet MILLER.

Toutes ces considérations nous amènent à penser que l'avenir de ces composants à grille est devant eux et qu'ils seront les composants intégrés de demain.

II - Diodes de puissance

Les diodes de puissance ont toujours fait l'objet de nombreuses critiques. Elles passent volontiers comme étant les vilains petits canards de la couvée des composants de l'électronique de puissance. C'est pourtant par ce composant qu'est née la fabrication des semiconducteurs. Toutes ces années n'ont donc pas suffi pour mettre au point une diode à la hauteur des interrupteurs les plus rapides. La question qui se pose donc est de savoir si nous pouvons espérer des évolutions significatives dans ce domaine ou si au contraire nous devons à l'avenir nous satisfaire du même type de diodes que celles que nous avons actuellement.

II - 1 Structure de la diode de puissance

La diode n'est pas, dans ses versions actuelles, soumise à une technologie de surface fine comme celle des structures MOS ou IGBT. L'essentiel des difficultés rencontrées dans la conception d'une diode de puissance se situe dans son volume. Il est donc naturel de se poser la question de savoir quels sont les paramètres qui définissent ce volume. Comme tous les composants de puissance, la diode a une structure traversante qui lui permet, lorsqu'elle est bloquée, de tenir une tension élevée [11]. L'épaisseur de sa zone N^- , à haute résistivité, est directement fonction du calibre en tension souhaité. En conduction, cette zone de tenue en tension a sa résistivité modulée par les deux injecteurs qui l'encadrent pour obtenir une faible tension à l'état passant. Ces deux états statiques conditionnent la géométrie de la structure de la diode de puissance rappelée figure 8.

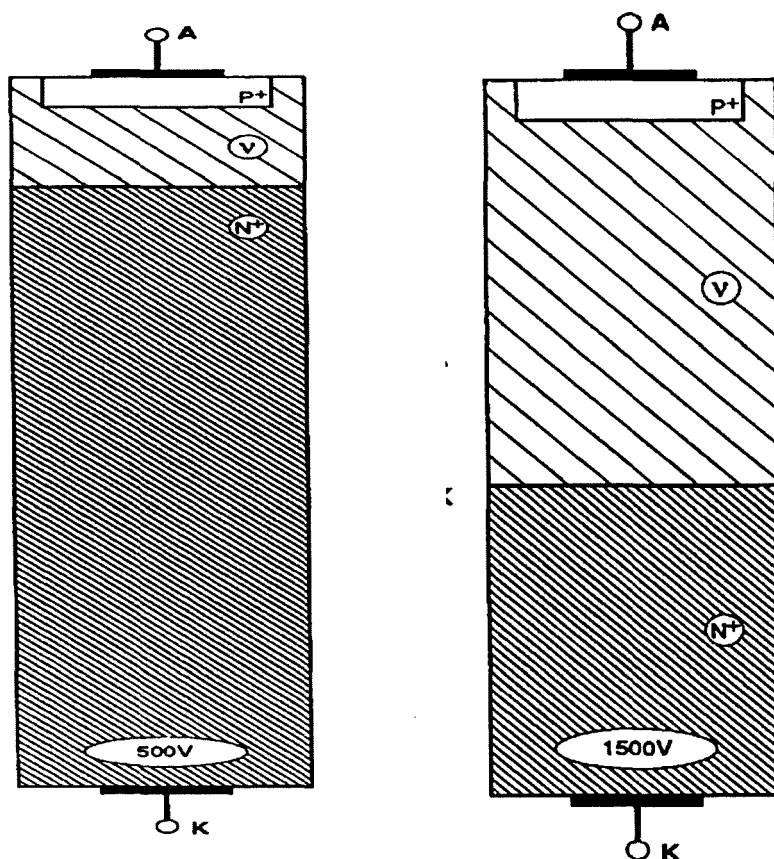


Figure 8 : Structure de la diode de puissance [11]

Si les besoins des deux fonctionnements statiques sont satisfaits avec cette géométrie, il n'en est pas de même lorsqu'on souhaite obtenir une diode de puissance rapide avec des temps de commutations courts. La difficulté réside, comme dans tous les composants de type bipolaire, dans la gestion des charges mises en mouvement dans la zone de tenue en tension. Tous les travaux entrepris jusqu'à présent consistent, soit à tenter d'éliminer in situ les charges stockées : c'est la stratégie de centres de recombinaison par métaux lourds ou par dislocations, soit à contrôler le niveau d'injection des émetteurs P^+ et N^+ . Tous les constructeurs de semiconducteurs travaillent dans ce domaine en mettant au point l'une ou l'autre de ces stratégies. Comme il semble que la diode de puissance idéale ne puisse voir le jour, le domaine des diodes rapides de puissance s'est morcelé en secteur avec comme critères principaux, la tension d'utilisation, le courant nominal et la fréquence de fonctionnement.

Deux phases de fonctionnement caractérisent une diode de puissance. Il s'agit de sa phase de conduction au cours de laquelle la zone N^- a sa résistivité modulée par les injecteurs de la diode et sa phase de blocage où les charges stockées dans cette zone doivent disparaître par recombinaison ou par évacuation. La façon la plus simple d'accélérer le mouvement de cette charge est d'en limiter sa quantité. Toutes choses égales par ailleurs, cette limitation se traduit par une dégradation de l'état passant, d'où un compromis état passant - état dynamique. Suivant le compromis choisi par le constructeur, le produit sera plus ou moins performant en régime statique ou en régime dynamique. Un certain nombre de composants sont disponibles sur le marché avec comme variante ce seul compromis. Si cette situation paraît être identique à celle des IGBT, il est à remarquer que contrairement à ceux-ci, la diode ne présente pas d'électrode de commande qui permet au concepteur de contrôler en partie le niveau d'injection. Dans le cas de la diode, le niveau d'injection est non seulement fonction des caractéristiques de ses injecteurs contrôlé par le concepteur, mais aussi du niveau de courant qui traverse le composant et que seul l'utilisateur maîtrise. C'est, à notre avis, hormis les caractéristiques intrinsèques du SILICIUM, la principale difficulté rencontrée par les constructeurs pour concevoir une diode de puissance rapide.

II - 2 Evaluation électrique

Dans le cadre de nos activités, nous nous sommes intéressés à la montée en tension de diodes rapides utilisées dans les redresseurs à prélèvements sinusoïdaux. Avec notre partenaire industriel nous avons participé à l'évaluation et à la mise au point de diodes adaptées à cette application. Aussi avons-nous été amené à étudier une nouvelle géométrie de diodes qui a été optimisée par contrôle d'injection de charges. Le principe de cette méthode consiste à concevoir une couche P^+ dont l'épaisseur et la concentration limitent le taux d'injection de trous dans la zone N^- . Ce faible niveau d'injection se traduit par une faible concentration de la couche P^+ ce qui pose un problème de liaison entre cette couche et la métallisation de l'anode. La solution retenue pour les produits que nous avons évalués consiste à réaliser une anode non uniforme constituée de plots P^+ plus fortement dopés. Cette structure mixte est appelée par ses auteurs diode Schottky Bipolaire [12]. Plusieurs produits conçus sur ce principe seront caractérisés et comparés au produit actuellement utilisé. L'application retenue étant alimentée par le réseau domestique impose pour la diode un calibre tension minimum de 500V. Les diodes Schottky-Bipolaire réalisées et le composant de référence ont ce calibre tension.

Une autre stratégie a été évaluée pendant cette campagne. Elle consiste à associer en série deux composants « basse tension ». Pour nous affranchir des déséquilibres statiques

et dynamiques de cette association, nous avons retenu des diodes de calibre 300V. En effet, on sait que l'augmentation du calibre tension d'une diode de puissance pénalise fortement son comportement dynamique. Ce phénomène inévitable vient du fait que cette augmentation influence directement l'épaisseur de la zone à haute résistivité, son volume et par conséquent, à modulation constante, la quantité de charges introduite dans celui ci. La conséquence immédiate de ce déroulement est qu'à technologie identique une diode de puissance dont le calibre tension augmente se dégrade soit en conduction, soit en commutation. La difficulté rencontrée dans cette approche réside dans le fait qu'il faut, pour que cette association soit favorable, que le gain en commutation issu de la réduction du calibre en tension de la diode, fasse plus que compenser les deux chutes à l'état passant de l'association. Pour une application utilisant une structure hacheur série l'inégalité à obtenir est :

$$(P_{\text{totale}})_{500V} > (P_{\text{totale}})_{2 \times 300V}$$

$$\begin{aligned} \text{avec : } (P_{\text{totale}})_{500V} &= \text{Alpha} \cdot (V_f)_{500V} \cdot I + f \cdot (E_{\text{off}})_{500V} \\ (P_{\text{totale}})_{2 \times 300V} &= \text{Alpha} \cdot 2 \cdot (V_f)_{300V} \cdot I + f \cdot (E_{\text{off}})_{300V} \end{aligned}$$

Au vu des grandeurs électriques concernées, on ne peut que constater, qu'une fois de plus, ce sera le compromis entre l'état statique et l'état dynamique qui va conditionner la réussite de cette association. Dans ces conditions, nous avons retenu pour cette étude, une géométrie classique de diode de puissance, à savoir la structure Fast Recovery Epitaxie Diode (FRED) avec trois compromis différents. Enfin, dans un autre registre, nous avons positionné les performances d'une diode AsGa de calibre tension 500V vis à vis de cet ensemble.

II - 2 - 1 Evaluation en régime de conduction

Le fonctionnement en conduction d'une diode de puissance est directement contrôlé par sa structure électronique. Le seul paramètre «externe» qui intervient sur cet état est sa température de fonctionnement. Pour cette application et afin de nous affranchir de toutes considération thermique, nous avons retenu comme température de fonctionnement la valeur de 100°C. Comme dans la campagne d'évaluation des IGBT, ce paramètre température de jonction sera contrôlé par l'extérieur et le niveau de dissipation produit par le fonctionnement par impulsions de la structure de test sera négligé. Dans ces conditions, les sept familles de diodes testées ont donné les caractéristiques en conduction présentées à la figure 10 [13].

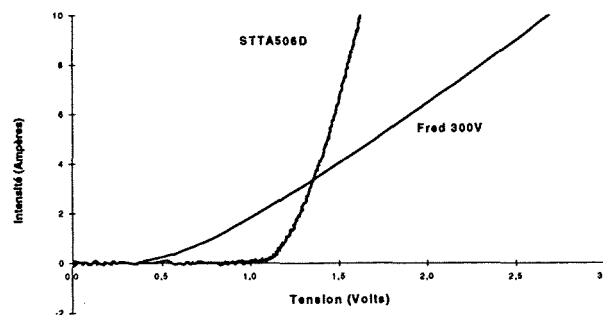


Figure 10 : Caractéristiques en conduction des diodes STTA506D et FRED 300V Simple couche à $T_j=100^\circ\text{C}$

En utilisant un modèle linéaire passant par le point nominal, il est possible de déterminer les paramètres tension de seuil (V_0) et résistance dynamique (r) qui interviendront dans le calcul des pertes en conduction. D'ores et déjà ces tracés mettent en évidence le choix de compromis retenu à la conception. Ce n'est cependant pas suffisant pour connaître complètement le fonctionnement de ces diodes et les comparer pour un domaine d'utilisation.

II - 2 - 2 Evaluation en régime dynamique

Le comportement dynamique d'une diode de puissance est principalement caractérisé par sa phase de blocage. C'est au cours de sa remise en tension, provoquée généralement par la mise en conduction d'un interrupteur que la diode de puissance subit, dans un premier temps, puis contrôle, en final, l'évolution de son courant. Jusqu'à ce que ce courant s'annule, la diode est soumise à la variation du courant imposé par l'interrupteur. Ce niveau de courant diminuant, la quantité de charges stockées dans sa zone de tenue en tension diminue aussi. Ces deux décroissances simultanées, ne sont pas suffisamment liées pour que le courant s'annule au même moment que les charges stockées. Lorsque le courant s'annule la quantité de charges restantes est non nulle ce qui provoque un courant en sens inverse dans la diode. Le composant devient alors générateur pour évacuer l'excédent de charges stockées. La rapidité des composants à grille isolée n'a fait qu'aggraver le phénomène. Pour clarifier cette évaluation, plusieurs paramètres de fonctionnement seront maintenus constants au cours de cette étude. Le plus important d'entre eux est la vitesse de variation du courant imposé à la diode. Cette vitesse de variation sera maintenue à $200\text{A}\cdot\mu\text{s}^{-1}$. Les grandeurs relevées sont celles qui interviennent dans le calcul des pertes au blocage, à savoir le courant de recouvrement I_{rm} et les temps t_a , t_b et t_{rr} . Un exemple d'oscillogramme de la caractéristique de la diode FRED 300 Simple couche est présenté ci-après figure 11.

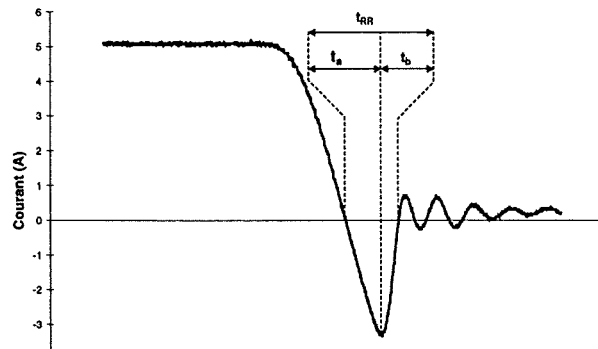


Figure 11 : Caractéristique dynamique du courant à l'ouverture de la diode FRED 300 Simple couche pour $U = 200\text{V}$, $I = 5\text{A}$, $dI / dt = 200\text{A}\cdot\mu\text{s}^{-1}$, $T_j = 100^\circ\text{C}$

Un ensemble de mesures a été effectué sur plusieurs échantillons afin de tracer l'évolution des paramètres représentatifs de cette phase de blocage. La synthèse de ces résultats est résumée dans les graphes tracés figure 12 pour le courant de recouvrement maximum I_{rm} , et figure 13 pour le temps de recouvrement t_{rr} .

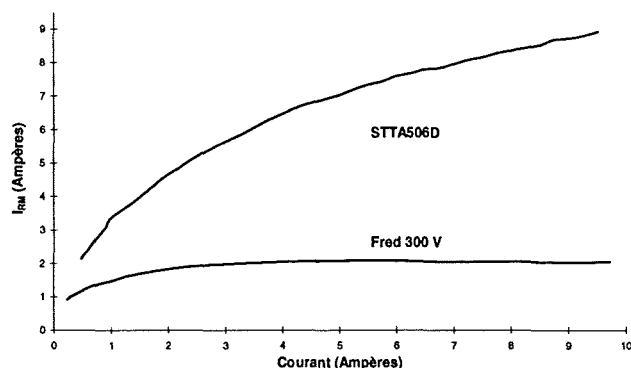


Figure 12 : Caractéristiques dynamiques $I_{rm}=f(I)$ des diodes STTA506D et FRED 300V Simple couche avec $U= 400V$ (200V pour les FRED) et les mêmes conditions que la Figure 11

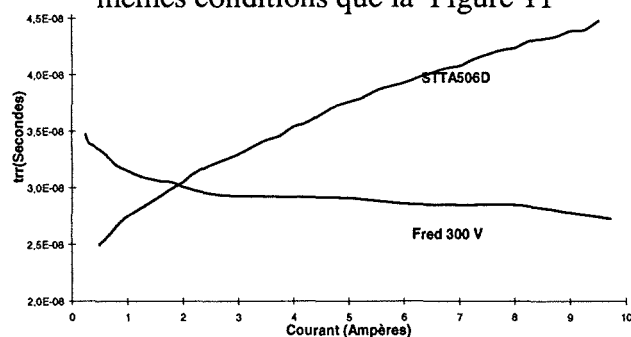


Figure 13 : Caractéristiques dynamiques $trr=f(I)$ des diodes STTA506D et FRED 300V Simple couche avec $U= 400V$ (200V pour les FRED) et les mêmes conditions que la Figure 11

Les résultats obtenus au cours de cette évaluation dynamique sont bien antagonistes de ceux de l'évaluation en conduction, ce qui montre, comme on pouvait s'y attendre, l'effet contraire que provoque le niveau d'injection sur ces deux comportements. Pour terminer cette démarche, il faut maintenant intégrer ces comportements aux conditions imposées par l'application.

II - 2 – 3 Exploitations des résultats

Si ce phénomène de recouvrement induit des pertes au blocage dans la diode, il en introduit aussi dans l'interrupteur au cours de son amorçage. Par ailleurs, il génère une surintensité qui peut s'avérer dangereuse. L'approche globale que nous avons menée sur ce convertisseur, nous a conduit à calculer l'ensemble des pertes dissipées par les semiconducteurs en fonction du point de fonctionnement et de la fréquence de travail du convertisseur. Pour faciliter l'exploitation de ces résultats un programme informatique a été élaboré. On a pu ainsi estimer l'apport des différentes solutions envisagées en fonction des grandeurs électriques imposées par l'application. Trois paramètres ont plus particulièrement été étudiés dans cette application, il s'agit :

- de la fréquence de travail du convertisseur f_t
- de la puissance de sortie du convertisseur P_s
- de la tension d'alimentation V_{eff}

Un grand nombre de graphes peuvent être tracés à partir de ces évaluations. Comme support à notre analyse, nous avons choisi de présenter les graphes de la figure 14, dans lesquels le calcul des pertes totales de l'association est tracé et est comparé à celui du composant standard et figure 15 le gain de rendement, calculé et mesuré apporté par cette association.

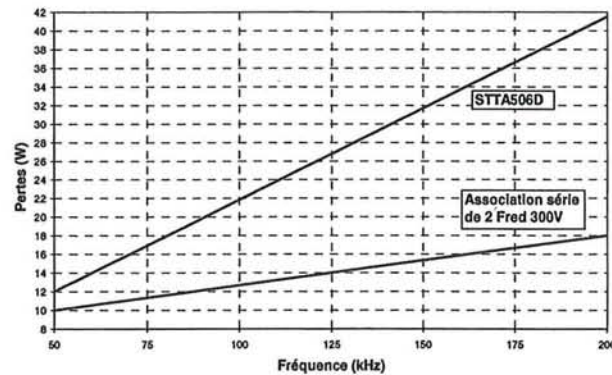


Figure 14 : Graphes des pertes totales des différentes diodes en fonction de la fréquence avec $V_{eff} = 88V$ et $P_s = 600W$

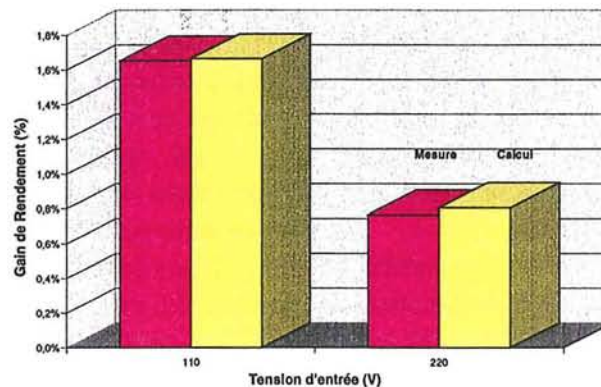


Figure 15 : Graphes du gain en rendement (tracés en %) obtenues sur le convertisseur fonctionnant avec la diode de référence en fonction de la tension d'entrée avec $P_s = 600W$ et $f_t = 200kHz$

Comme on le constate sur ces deux séries de graphiques, l'apport d'une technologie, d'une optimisation ou d'une astuce de montage a des répercussions non négligeables sur les performances d'un convertisseur. Pour l'application traitée, deux solutions se distinguent. L'apport de la technologie AsGa, que nous n'avons pas développé ici mais qui est présentée dans [13] est évidente. Les performances obtenues par ces diodes sont directement liées aux caractéristiques intrinsèques du matériau. On peut même, sans prendre trop de risque, dire que si cette filière venait à être développée, les performances que pourraient atteindre ces composants seraient encore améliorées. Il n'en reste pas moins que l'utilisation de nouveau matériau semi-conducteur entraîne des coûts supplémentaires qui ne se justifieraient que par d'importantes améliorations sur le produit. Pour les besoins de cette application, le saut technologique ne s'impose pas ; surtout qu'une autre alternative intéressante, à coût de développement limité, permet de faire tout aussi bien. En effet, l'association série de deux diodes basse tension obtient dans le meilleur des cas des performances sensiblement identiques à celles des diodes AsGa. Les difficultés rencontrées au niveau de l'association, à savoir la répartition du potentiel et la technologie du boîtier ayant été levées le produit est en

phase d'industrialisation. Il est commercialisé sous l'appellation de diode Tandem. On peut donc en conclure, qu'à partir du moment où l'on s'intéresse à une application donnée, il est possible de concevoir un produit en conséquence. Dans la grande majorité des optimisations, la rapidité est obtenue par réduction de la durée de vie des porteurs par diffusion d'impuretés métalliques dans la zone active des composants. Le principal inconvénient de cette technique est que cette intervention ne peut être localisée précisément contrairement aux techniques d'implantations de protons et de particules alpha qui poursuivent le même objectif. Ces avancées très spécifiques cachent mal les difficultés que rencontrent encore les fabricants de diodes de puissance pour apporter une réponse globale aux problèmes posés par l'évolution des interrupteurs à grille isolée.

II – 3 Quel avenir pour les diodes de puissance ?

Plusieurs voies sont actuellement explorées pour améliorer les performances des diodes de puissance. Nous en retiendrons deux qui tranchent avec les conceptions traditionnellement utilisées.

La première orientation, qui commence à être présentée de plus en plus régulièrement, utilise le principe déjà évoqué du contrôle d'injection de charges. L'innovation réside dans les moyens mis en œuvre pour le réaliser puisqu'elle utilise la technologie du collage de plaques de Silicium. Le principe et la technologie employés font que ce développement intéresse, avant tout, la conception de composants haute tension. Les performances de cette technique sont directement fonction des caractéristiques des interfaces réalisées par collage. On attend de celles-ci qu'elles permettent à la fois le contrôle du taux d'injection, mais aussi qu'elles génèrent «naturellement» des dislocations dans le cristal et donc des centres de recombinaisons particulièrement bien placés [14] [15]. Vis à vis des techniques classiques, celle-ci présente aussi l'avantage d'avoir un comportement indépendant de la température. Dans le cadre de nos travaux sur la conception de diodes nous avons initié une action dans ce domaine dont les ambitions sont multiples. Elle sera présentée dans nos perspectives de recherche.

La seconde orientation, qui nous apparaît pertinente, repose sur le fait que la quantité de charges que l'on essaye de réduire par différentes techniques sans trop dégrader la phase de conduction, est directement fonction du volume de la zone utile du composant. L'idée poursuivie consiste à réduire ce volume ce qui permettrait de diminuer effectivement cette quantité de charges sans pour cela réduire sa densité. En technologie traditionnelle, la limite de la démarche est rapidement atteinte par les contraintes mécaniques et les équipements en place qui nécessitent que les tranches utilisées soient rigides. D'autres solutions, mises au point pour la micro-électronique, doivent permettre de contourner cette limitation mécanique. Elles utilisent le Silicium sur isolant jusque là réservés aux applications de faible puissance. Avec la technologie Smart-Cut, développée par le LETI, ces matériaux commencent à présenter des caractéristiques intéressantes pour les applications de «moyenne» puissance avec des épaisseurs de Silicium de 15 μ m, isolées par un oxyde enterré de 3 μ m [16]. Cette stratégie qui consiste à adapter les matériaux SOI à la puissance est lourde de conséquence puisqu'elle remet en cause la structure traversante des composants de puissance utilisée jusque là pour tenir la tension.

III - Conclusion du chapitre 1

Les composants semiconducteurs de puissance ont connu ces dernières années un bouleversement important lié en grande partie à la mise au point de composant à grille isolée de fort calibre en tension. Cette famille d'interrupteurs, représentée dans un premier temps par le VMOS a acquis avec l'IGBT des possibilités indéniables de montée en tension. En quelques années, ses performances électriques, statique et dynamique lui ont permis de se positionner comme l'interrupteur le plus utilisé dans les applications de moyenne tension (300V- 2000V). Les développements actuels laissent penser que cette limite haute sera repoussée vers des tensions de 4 à 5 kV. Face à cette évolution, le rôle d'interrupteur complémentaire joué par la diode reste délicat. Avec la conjonction de la montée en tension et de l'augmentation des vitesses de commutations, les technologies utilisées actuellement pour les diodes semblent montrer leurs limites. Seul un changement de matériau semiconducteur aux performances intrinsèques mieux adaptées pourrait répondre aux besoins exprimés par les IGBT. Une autre alternative qui s'offre au concepteur de convertisseur est de réaliser, à partir de composants élémentaires plus performants, une fonction redresseur adaptée.

Pour identifier les possibilités de montée en puissance des IGBT et des diodes qui leur sont associées, il faut évoquer la notion de courant nominal. Dans beaucoup de notices, les constructeurs s'avancent en annonçant, pour leurs composants, un calibre courant nominal. En regardant plus précisément cette notion, on constate que, systématiquement ou presque, c'est une limitation thermique qui se cache derrière la caractéristique courant nominal et qu'il faut aller très au-delà de cette première limitation pour qu'intervienne une seconde limitation d'origine électrique dans le semiconducteur. C'est par conséquent la température maximale de 125°C des composants en silicium et leur résistance thermique qui déterminera un niveau de pertes acceptable et indirectement un niveau de courant. Le comportement thermique des assemblages des composants de puissance est, après le semiconducteur qui détermine le calibre tension de l'interrupteur, la seconde caractéristique qui définit le calibre intensité de cette dernière. Comme nous allons le voir deux orientations peuvent être envisagées. L'une consiste à réduire la résistance thermique du boîtier du composant en augmentant la surface de la partie semiconductrice. Cette orientation est celle qui a donné lieu aux associations parallèles de composants élémentaires ; autrement dit aux modules de puissance. La seconde consiste à réduire la résistance thermique du refroidisseur en augmentant une surface d'échange ou en transportant le flux thermique vers des zones moins contraintes. C'est l'objet de notre deuxième chapitre.

IV- Bibliographie du chapitre 1

- [1] **C.Schaeffer**
Analyse des comportements électriques et thermiques des interrupteurs de puissance IGBT à technologie hybride
Thèse de l'INP de Grenoble – 30 Janvier 1992
- [2] **K. Sommer and all**
Multichip high power IGBT modules for traction and industrial application
EPE'97 Proceedings pp 1112 - 1116 – September 97
- [3] **K.Ishii and all**
A new high power, high voltage IGBT
Power Conversion '97 Proceedings pp 185 – 190 – June 97
- [4] **A. Tanaka and all**
3300 V high power IGBT modules with high reliability for traction applications
Power Conversion '97 Proceedings pp 191 – 199 – June 97
- [5] **International Rectifier**
Insulated Gate Bipolar Transistor 2
Designer manual Edition 1991
- [6] **S.Raël**
Méthodologie de conception des modules de puissance : étude électrothermique de l'association parallèle
Thèse de l'INP de Grenoble – 30 Mai 1996
- [7] **S.Duong**
Etude de l'intégration d'une protection fusible dans les convertisseurs à IGBT
Thèse de l'INP de Grenoble – 3 Juillet 1997
- [8] **J.L.Sanchez**
Intégration fonctionnelle de composants de puissance : Principes et technologie
Mémoire d'habilitation à diriger des recherches du LAAS de Toulouse
- [9] **D.R Grafham**
La technologie à cellule ouverte permettra la réalisation de MOSFET, d'IGBT et de MCT monolithiques de très forte puissance
Notice d'application APT – Septembre 97
- [10] **R.K Williams and all**
High density Trench FET features distributed voltage clamping
PCIM Europe Revue 2-1998 pp 58-64
- [11] **J.Arnoold, P.Merle**
Dispositifs de l'électronique de puissance
Traité des nouvelles technologies, Editions Hermès, Volumes 1 et 2 - 1992
- [12] **C. Furio and all**
Intégration fonctionnelle de la fonction diode rapide
EPF'97 Proceedings pp 85 - 89 Décembre 97
- [13] **N. Loonis**
Etude comparative de différentes solutions pour réaliser la fonction diode Booster dans un PFC en mode continu
DEA de génie électrique de l'INP de Grenoble – 15 Septembre 1997
- [14] **R.Wiget and all**
Fast power diodes fabricated on silicon to silicon direct bonded material
EPE'95 Proceeding pp 1588-1593 – September 95
- [15] **C.Perret**
Réalisation et caractérisation de dispositifs obtenus par Wafer Bonding
DEA de génie électrique de l'INP de Grenoble – 20 Juin 1997
- [16] **J.P Joly and all**
Réalisations récentes au CEA-LETI dans le domaine de l'électronique de puissance
Forum Europeen des Semiconducteurs de puissance Proceedings pp87-94 – 22 Octobre 1997

Nomenclature du chapitre 1

Grandeurs

E	Energie	(J)
F	Fréquence	(Hz)
I	Intensité	(A)
P	Puissance	(W)
R	Résistance	(Ohms)
R _{th}	Résistance thermique	(K.W ⁻¹)
T	Température	(K)
t	temps	(s)
V	Tension	(V)

Symboles grecs

Alpha rapport cyclique d'une structure défini comme étant le rapport entre le temps de conduction de l'interrupteur et la période de fonctionnement.

Indices

a	ambiante
cond	conduction
comp	composant
e	entrée
eff	efficace
f	direct (forward)
j	jonction
o	de seuil
on	à l'amorçage
off	à l'extinction
rad	radiateur
rm	recouvrement maximum
rr	recouvrement inverse
s	sortie
t	travail

CHAPITRE II

CHAPITRE II

CALIBRE INTENSITE DES INTERRUPTEURS

LA THERMIQUE DES ASSEMBLAGES DE PUISSANCE

<u>I – Les modules de puissance</u>	p 29
I .1 - Architecture hybride de puissance	p 30
<i>I .1 .1- Les interfaces</i>	p 31
<i>I .1 .2 - L'effet diffuseur</i>	p 34
I .2 - Association parallèle	p 38
<i>I .2 .1 - Couplage électrothermique scalaire</i>	p 38
<i>I .2 .2 - Couplage électrothermique Tridimensionnel : FLUX CHIP</i>	p 44
<u>II Les structures de micro refroidissement</u>	p 49
II .1 - La convection forcée simple phase	p 49
<i>II .1 .1 - Principe et état de l'art</i>	p 49
<i>II .1 .2 - Dimensionnement d'un échangeur simple phase</i>	p 52
<i>II .1 .3 – Exploitation des résultats</i>	p 55
II .2 - Les échangeurs double phase	p 58
<i>II .2 .1 – Transfert de chaleur lors d'un changement de phase</i>	p 59
<i>II .2 .2 – Ebullition convective dans des petits canaux</i>	p 61
<i>II .2 .3 – Flux critique et écoulements diphases dans des petits canaux</i>	p 63
<i>II .2 .4 – Dimensionnement et réalisation d'un échangeur double phase</i>	p 64

<u>III Conclusion du chapitre II</u>	p 69
<u>IV Bibliographie du chapitre II</u>	p 70
<u>V Nomenclature du chapitre II</u>	p 74

CHAPITRE II

CALIBRE INTENSITE DES INTERRUPTEURS :

LA THERMIQUE DES ASSEMBLAGES DE PUISSANCE

I – Les modules de puissance

Comme nous avons essayé de le montrer dans la première partie de ce mémoire, ce sont les semiconducteurs qui provoquent les sauts technologiques qui agitent le monde de l'électronique de puissance. Nous pensons avoir convaincu le lecteur de l'intérêt que représente sur le plan électrique la mise au point des technologies cellulaires, et particulièrement celle de l'IGBT. L'une des conséquences immédiate des performances obtenues par ces composants est que leurs calibres tension et leur fréquence de fonctionnement ont été sans cesse augmentés. La finesse de leur géométrie de surface ne permet toujours pas de produire industriellement des pastilles d'IGBT de grande surface. La taille maximum standard le plus souvent rencontrée est un carré de 13 mm de côté. Avec un refroidissement permettant une dissipation de 100 W.cm^{-2} , le pouvoir de coupure d'un composant discret est de l'ordre de 100kVA (3300V-30A). Pour augmenter le calibre intensité de ces composants on a eu recourt à l'association parallèle utilisée préalablement pour les transistors bipolaires Darlington. Le bilan de l'augmentation du calibre tension d'une part et du calibre intensité d'autre part est que les modules ainsi réalisés atteignent actuellement des pouvoirs de coupure qui sont de l'ordre de 4MVA [1][2].

Pour le composant élémentaire comme pour le module, cette performance est à attribuer à la fois à la partie semiconductrice et aux caractéristiques de son système d'assemblage, refroidissement compris. C'est en fait, l'adéquation entre ces deux ensembles, initialement distincts, qui est en train de révolutionner le domaine des applications de forte puissance. Le fait important n'est pas tant que le module de puissance IGBT à technologie hybride concurrence les composants GTO en boîtier pressé, mais plutôt qu'il permet de concevoir des fonctions interrupteurs spécifiques à partir d'éléments standards. Sur le plan industriel cette nouvelle approche réduit les coûts de production, autorise une plus grande diversification des sources et permet de profiter des avancées technologiques d'autres secteurs industriels tel que celui de la micro-électronique. Toute la démarche d'association repose une caractéristique intrinsèque de l'IGBT : son aptitude à être associé en parallèle.

I-1 Les architectures hybrides

Les fonctions remplies par l'environnement immédiat d'une puce semiconductrice sont multiples. Sur le plan électrique, cet assemblage assure les interconnexions entre le silicium et le circuit externe. Pour les composants de puissance à conduction verticale cela se traduit, dans tous les cas, par des contacts face avant et face arrière. Sur le plan mécanique, cet assemblage protège la puce par un boîtier et un support de bonne rigidité. Enfin sur le plan thermique, les caractéristiques de l'assemblage conditionnent la densité de puissance dissipative et donc le niveau de pertes acceptable par le composant. Dans ce chapitre sur la thermique des composants de puissance, nous présenterons les particularités des assemblages de puissance en y intégrant le refroidisseur. La technique d'assemblage des composants cellulaires à grille isolée est depuis toujours le report à plat. Ce type de boîtier correspond aux caractéristiques électriques et aux domaines d'applications des premiers composants cellulaires à grille: les transistors MOS. Avec l'apparition de l'IGBT, le domaine d'utilisation de cette famille de composants et donc de sa technologie d'assemblage, s'est tout d'abord étendu, sans trop de difficultés, vers des applications de plus forte tension. Puis dans un second temps, avec l'apparition de puces de plus grande section (13x13mm²) et des associations parallèles de composants élémentaires, ce domaine d'utilisation s'est développé vers les applications de fortes intensités et donc de fortes puissances à évacuer. La mise au point et l'évolution de l'IGBT se sont traduit pour cet assemblage par de nouveaux développements accompagnés de nouvelles contraintes. Conçue à l'origine pour des applications de faible puissance, l'assemblage à report à plat a dû évoluer pour répondre aux nouveaux besoins exprimés par cette famille de composants.

Si l'IGBT n'a pas révélé les problèmes de thermique dans les composants de puissance, il les a nettement accentués et remis au tout premier plan. Cette situation a été provoquée par deux phénomènes conjugués.

Le premier est lié aux calibres tension - intensité atteint par ce composant. De l'histoire des semiconducteurs de puissance, l'IGBT est le premier composant à report à plat à atteindre un tel niveau de puissance commutable. Le second phénomène concerne sa rapidité de commutations pour de tels calibres et donc sa relative aptitude à fonctionner à des fréquences élevées. La conjonction de ces deux phénomènes s'est traduit par des niveaux importants de pertes en conduction et en commutation. Sur le plan thermique, la densité du flux de chaleur que génère le fonctionnement de ce composant dépasse toutes celles atteintes jusque là sur ce type d'assemblage. Classiquement, les densités de puissance à évacuer oscillent entre 50 et 100W.cm⁻². Avec les IGBT ces densités peuvent atteindre les 400W.cm⁻² sans qu'une limitation électrique du semiconducteur apparaisse. A ce niveau de contraintes, seul le paramètre température de jonction conditionne le fonctionnement du composant et limite son calibre intensité et sa fréquence de travail.

Plusieurs technologies d'assemblage ont été étudiées pour répondre aux besoins de l'IGBT. Beaucoup de travaux se sont intéressés à améliorer les performances thermiques de cet assemblage tout en conservant une isolation électrique entre les électrodes du composant et le boîtier. C'est cette fonctionnalité qui est l'origine de ce que l'on a coutume d'appeler l'assemblage hybride.

On trouve dans cet empilement, excepté le semiconducteur, des alliages métalliques (Sn /Pb), des métaux cuivreux et des céramiques (Al_2O_3 ; ALN). C'est tout à la fois des caractéristiques électriques, thermiques, mécaniques et thermomécaniques qui sont requises pour remplir cette fonction. Il ne faut pas s'étonner, dans ces conditions, de la complexité de cet ensemble et de ses performances médiocres dans certains domaines. Malgré différentes tentatives, une configuration s'est rapidement imposée (figure 16).

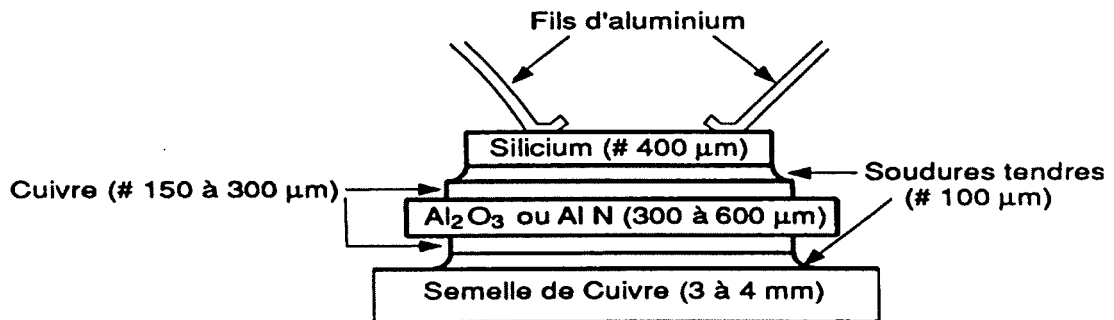


Figure 16 : Coupe typique de l'empilement d'une architecture hybride

C'est à travers cet empilement que doit s'écouler le flux de chaleur généré le composant. Excepté les caractéristiques spécifiques de chacune des cinq couches, sur lesquelles des actions furent menées, il est rapidement apparu que le comportement thermique global de cet empilement était fortement dépendant des interfaces existantes entre chacune d'elles.

I. 1. 1 –Les Interfaces

Les interfaces jouent un rôle déterminant dans le comportement thermique d'un assemblage hybride. L'effet des interfaces se fait tout d'abord sentir quantitativement sur la grandeur représentative du régime thermique statique de cet empilement : *la résistance thermique*.

Le transfert thermique entre deux corps en contact se traduit par une discontinuité du champ de température au niveau de cette liaison. Ce saut de température, généralement proportionnel à la densité du flux de chaleur, est modélisé par une résistance de contact R_c [3]. Physiquement, cette grandeur inversement proportionnelle à une conductance dépend de certains nombres de paramètres liés à son procédé de fabrication, aux matériaux en présence et aux états des surfaces en contact. D'une manière générale la résistance de contact entre deux matériaux diminue lorsque :

- la pression entre ces surfaces augmente
- la rugosité des surfaces diminue
- la dureté des matériaux diminue

Une architecture hybride de puissance est en fait l'association de trois sous-ensembles qui sont la partie active en silicium, le support isolé et la semelle du boîtier. Chacun de ces sous-ensembles a une fonction spécifique. Celle de la partie active a largement été abordée dans le chapitre précédent.

Pour ce qui est de celle du support, il se résume à une fonction électrique qui consiste à connecter le contact face arrière de la partie active tout en assurant une isolation électrique avec la semelle. Cette fonctionnalité est réalisée par un ensemble de trois couches (cuivre, isolant électrique, cuivre) appelé DCB (Direct Copper Bonding).

Le rôle de la semelle est avant tout mécanique puisqu'en final c'est cette face qui procurera la rigidité de l'ensemble.

Nous définissons, par abus de langage, cinq interfaces de trois natures différentes.

Le premier type d'interface rencontré, est celui réalisée entre deux couches métalliques avec apport de métal. Ces liaisons que nous avons coutume de modéliser comme une interface sont des brasures étain/plomb. La première de celle-ci, située entre la partie active et le haut du DCB est traversée par le courant du composant et doit donc présenter une bonne conductivité électrique. Son épaisseur est définie pour limiter les contraintes thermomécaniques liées aux dilatations différentielles entre le silicium et le cuivre. La seconde brasure réunit la semelle de composant et le bas du DCB.

Le second type d'interface rencontré deux fois dans l'empilement est celui qui réunit une couche métallique à une couche isolante. Dans le cas qui nous intéresse, les natures des couches en présence sont du cuivre et de la céramique. Le procédé utilisé consiste à oxyder les couches et à les réunir par un accrochage oxydant effectué à haute température.

Enfin le troisième et dernier type d'interface est celui qui réunit par contact pressé deux couches métalliques. Cette liaison, de loin la plus pénalisante sur le plan thermique se situe en la semelle et le refroidisseur.

Bien qu'il soit toujours hasardeux d'avancer des valeurs numériques dans ce domaine, tant il est difficile de connaître avec précision les paramètres thermiques de ces liaisons, nous estimons que plus de la moitié de la résistance thermique de cet empilement est due à ces interfaces. A titre d'exemple, nous présentons ci-après le résultat d'une simulation 3D d'une architecture hybride de puissance avec les caractéristiques classiquement rencontrées [4].

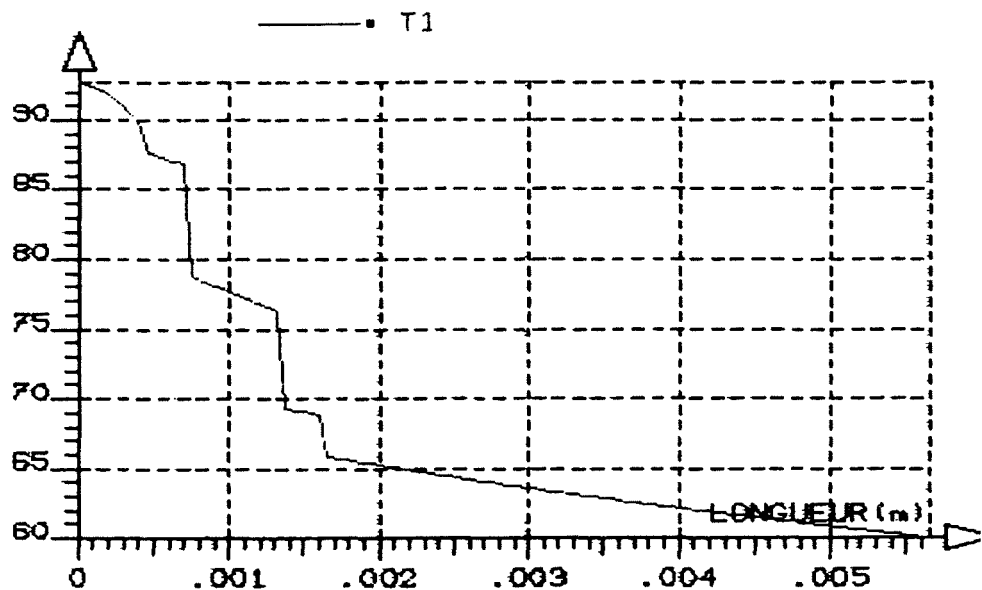


Figure 17 : Profil vertical de température au centre d'un composant monté sur une architecture hybride isolée par une alumine (Al₂O₃)

Si l'ensemble des interfaces joue un rôle déterminant dans la définition de la résistance thermique, il en est un qui conditionne à lui tout seul le « bon fonctionnement » d'un composant de puissance. Je veux parler ici de celui qui est défini par le report du boîtier du composant sur son refroidisseur. Prenons pour exemple celui d'un boîtier ISOTOP. On constate, comme le montre la figure 18 que la résistance thermique d'une puce de ce module varie dans un rapport de 1 à 30 suivant que le coefficient d'échange convectif de la face arrière de ce module sera de 100 ou de $10^6 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$.

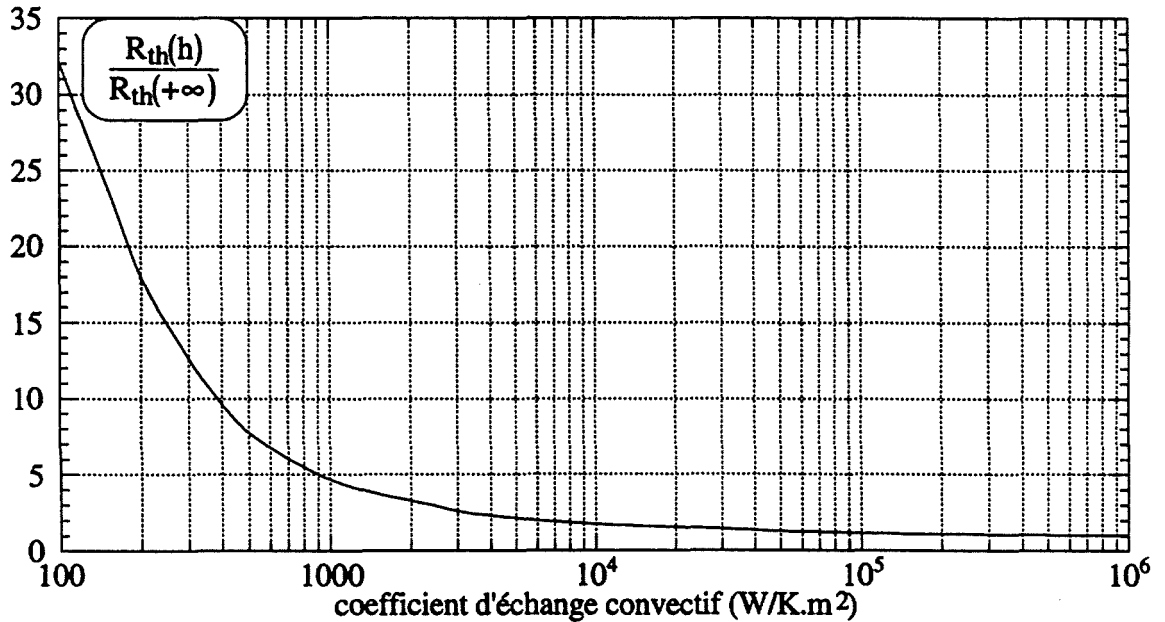


Figure 18 : Influence du coefficient d'échange convectif sur la résistance thermique propre d'une puce [5]

De tels résultats posent le problème de la validité de la modélisation classiquement utilisée qui consiste à définir la résistance thermique d'un composant comme étant la somme de deux termes, l'un appelé jonction-boîtier et l'autre boîtier-ambient. En fait ces deux termes sont couplés et la résistance thermique annoncée par les constructeurs n'est valide qu'à partir du moment où les conditions de refroidissement du composant sont établies. Ce constat tend à prouver que la conception d'un boîtier ne peut être optimale qu'à partir du moment où la stratégie de refroidissement est connue. On peut ainsi sans trop de difficultés montrer que les modules de puissances classiquement rencontrés sont conçus pour des refroidisseurs de performances moyennes (50 W. cm^{-2}) et que lorsqu'ils sont montés sur des refroidisseurs performants (100 W. cm^{-2}) plus de la moitié de la face arrière de la semelle n'est pas utilisée pour l'échange thermique. La solution préconisée est d'intégrer le refroidisseur à la semelle du composant.

Nous avons jusqu'ici présenté une vision négative des interfaces en mettant en avant le fait qu'ils pénalisent fortement les performances thermiques du composant. Nous ne revenons pas sur cet aspect mais nous souhaitons compléter notre propos en évoquant aussi leur aspect positif. En effet comme toutes barrières thermiques, les interfaces contribuent à épanouir un flux thermique et dans le cas des composants, dont l'évolution a tendance à concentrer les sources de dissipation, ce rôle doit être souligné et précisé.

I.1. 2 – L'effet diffuseur :

L'isolation électrique entre les électrodes du composant et son boîtier est une nécessité dès que l'on souhaite sécuriser et intégrer les convertisseurs. Sur le plan thermique, cette couche d'isolant électrique se traduit par une barrière thermique qui dégrade les performances de l'empilement. Un des principes utilisés pour en limiter son effet consiste à augmenter la surface de passage du flux thermique dans cette couche et donc d'épanouir en amont celui-ci. On parle alors d'un effet diffuseur qui traduit l'aptitude qu'une région a (ou n'a pas) à rendre un flux de chaleur tridimensionnel. En étudiant cette propriété, on constate que cet effet n'est pas uniquement du ressort des propriétés thermiques d'une région et qu'il est illusoire de vouloir définir le pouvoir de diffusion d'une couche de matériau sans connaître les propriétés de la couche qui lui est en aval vis à vis du flux thermique.

Dans ce cadre, le rôle des interfaces est prépondérant ; et celui de la dernière interface capitale. En effet, c'est lui qui détermine en final l'effet d'épanouissement potentiellement le plus important existant dans cet empilement, celui qui peut se développer dans la semelle du composant.

Pour éclairer ce propos et contrecarrer l'idée qu'un bon conducteur thermique a forcément un effet diffuseur important, nous reprendrons à notre compte la méthodologie développée par S RAËL dans son travail de doctorat [5].

Pour quantifier l'épanouissement d'un flux de chaleur dans une couche, nous définirons un paramètre D qui est égal au rapport des différences de la résistance thermique unidimensionnelle (R_{th1D}) et de la résistance thermique tridimensionnelle (R_{th3D}) sur la résistance thermique unidimensionnelle (R_{th1D}) soit :

$$D = \frac{R_{th1D} - R_{th3D}}{R_{th1D}} \quad (1)$$

Le coefficient D est une grandeur représentative de l'efficacité de diffusion de la couche étudiée. Par analogie électrique on peut présenter l'effet diffuseur par le schéma suivant :

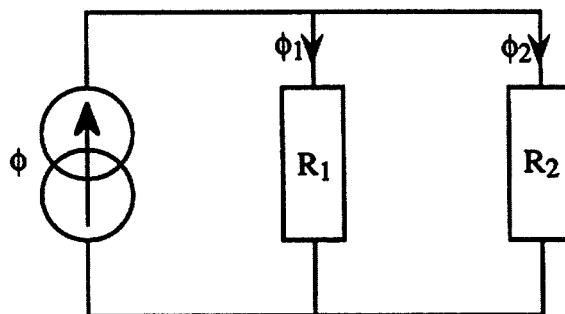


Figure 19 : Représentation de l'effet de diffusion

Le paramètre D représente la proportion du flux total évacué, en face arrière du diffuseur, hors de l'aire située au droit de la puce. Il apparaît dans cette représentation

comme le rapport de la résistance thermique unidimensionnelle sur la résistance thermique totale.

Soit :

$$D = \frac{R1}{R1 + R2} = \frac{\Phi 2}{\Phi}$$

Cette analogie traduit de manière simple des notions qui, sur le plan thermique, peuvent être difficile à appréhender. Comme nous l'avons évoqué, nous constatons que le paramètre D ne dépend que du rapport des deux résistances R1 et R2 et qu'une variation dans les mêmes proportions de ces résistances ne modifie pas D. Si maintenant nous remplaçons l'effet de la couche située en aval du diffuseur étudié par une condition d'échange qui détermine la condition aux limites du diffuseur, nous constatons le même phénomène. Le réseau de caractéristiques présenté ci-après met en évidence cette indépendance. Avec une condition d'échange de type DIRICHLET (h infini), nous avons tracé le paramètre D en fonction de la conductivité thermique du diffuseur, pour différentes épaisseurs.

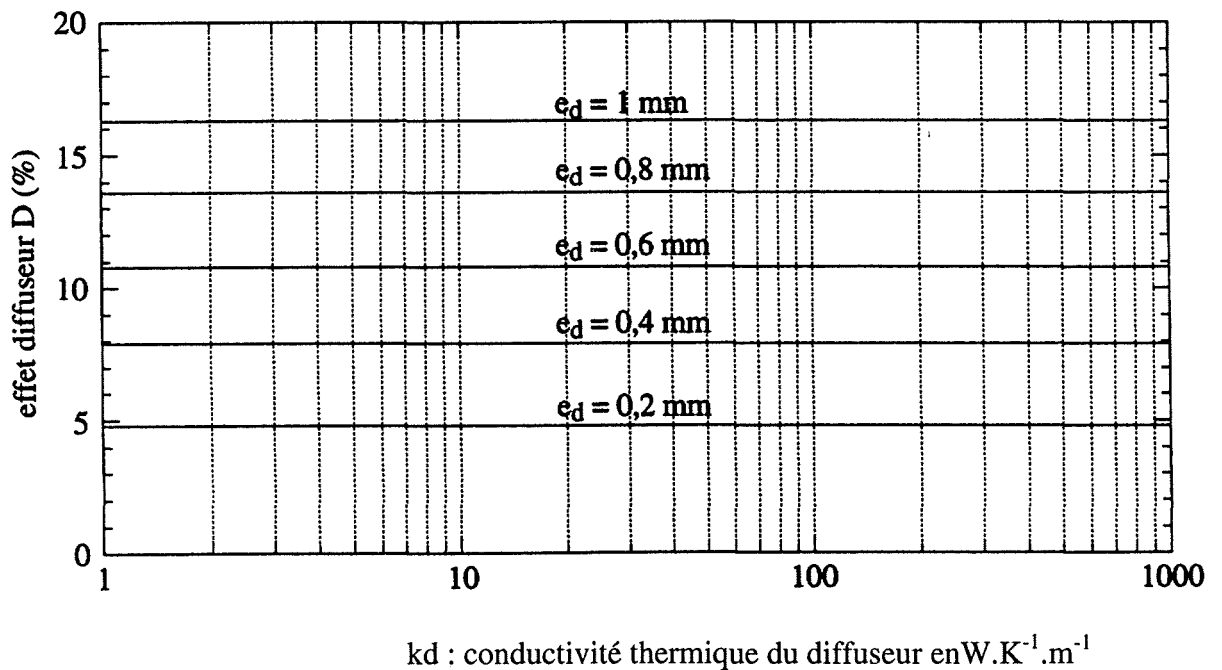


Figure 20 : Tracés du réseau $D=f(k_d)$ pour différentes épaisseurs du diffuseur (e_d) avec une condition d'échange de type DIRICHLET en face arrière

Comme le montre ce réseau, une conductivité thermique élevée ne suffit pas à garantir un épanouissement de flux thermique. Il faut pour conclure prendre en considération les caractéristiques de la couche située en aval ou des conditions d'échange en face arrière variables. Ce couplage entre les caractéristiques intrinsèques de la couche étudiée et un ou plusieurs paramètres externes peut être mis en évidence à travers différents réseaux de caractéristiques. Nous avons choisi d'en retenir deux. Le premier de ces réseaux représente l'évolution du paramètre D en fonction du coefficient d'échange en face arrière pour différentes conductivités thermiques du diffuseur (figure 21).

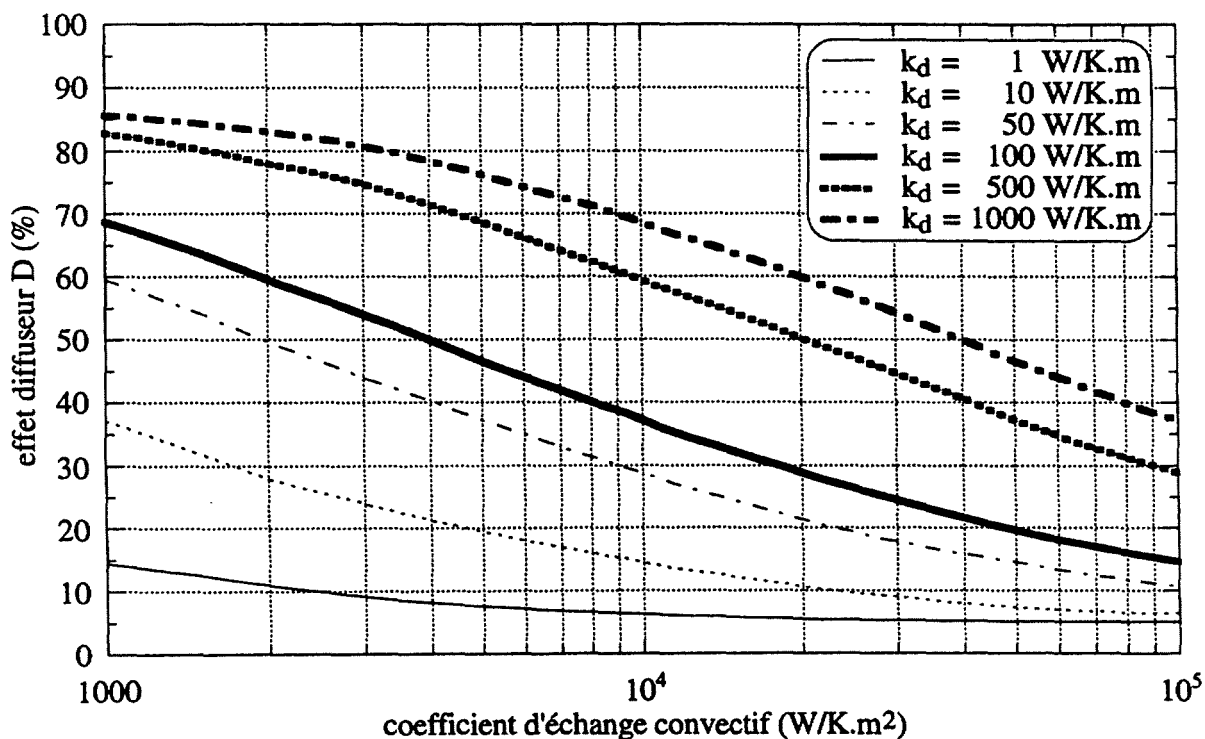


Figure 21 : Tracés du réseau $D=f(h)$ pour différentes conductivités thermiques (k_d)

Le second réseau représentatif, retenu est celui de l'évolution du paramètre D en fonction de la conductivité thermique du diffuseur pour différent coefficient d'échange en face arrière (figure 22).

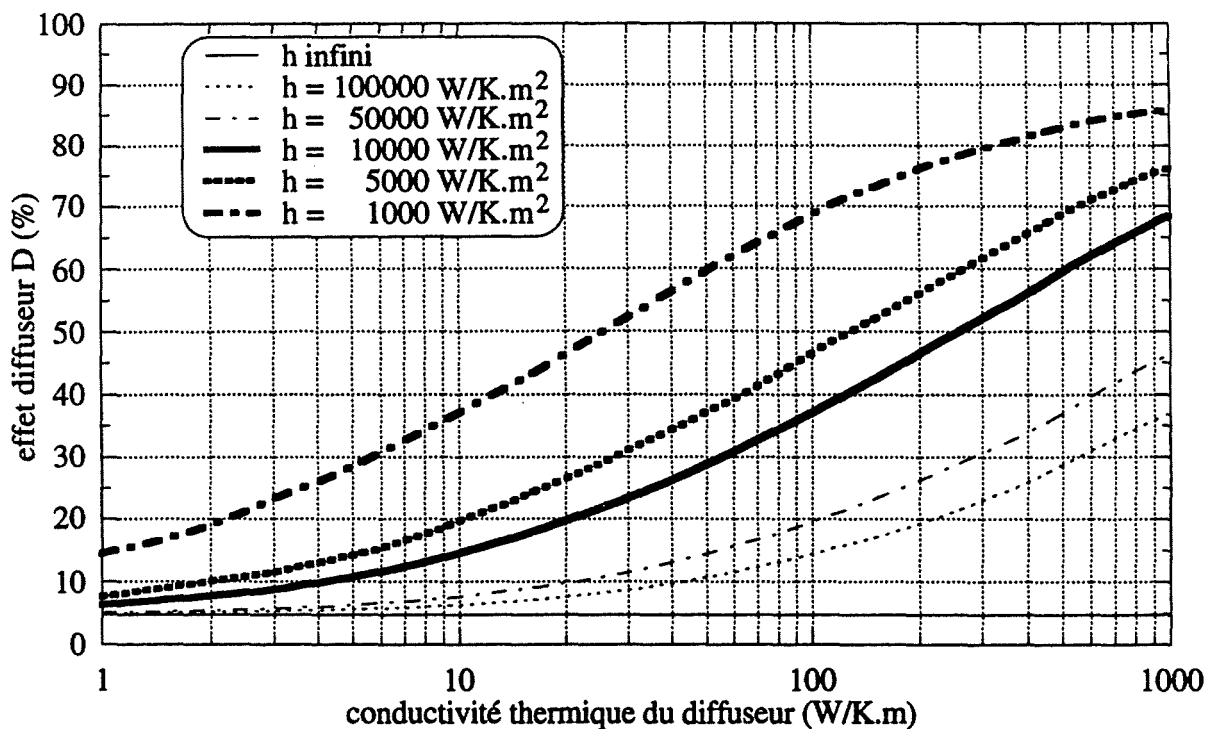


Figure 22 : Tracés du réseau $D=f(k_d)$ pour différents coefficients d'échanges (h)

La dépendance du paramètre D en fonction du coefficient d'échange h et de la conductivité thermique du diffuseur est évidente. La section de passage du flux de chaleur dans une couche de l'empilement, sera par conséquent directement fonction de la section d'entrée de ce flux et des conditions d'échange en face arrière qui définissent le pouvoir de diffusion de la couche. Les interfaces, jusqu'alors considérées comme coupables d'une élévation importante de la résistance thermique améliorent pour l'ensemble des couches de l'empilement leur pouvoir de diffusion. Contrairement à certaines idées reçues, c'est la semelle du boîtier qui offre le plus de possibilité de diffusion. Ainsi, en refroidissant efficacement la face arrière d'un composant, on privilégie un écoulement unidimensionnel du flux de chaleur et on limite la surface d'échange. Comme sur le plan électrique ou l'association d'un semiconducteur et d'un environnement électrique demande une certaine cohérence, sur le plan thermique le report du composant, qui joue le rôle de la partie thermique de celui-ci, doit être conçu pour une stratégie de refroidissement. A titre d'exemple, il suffit de regarder la géométrie d'un module de puissance dans lequel quatre composants IGBT sont montés en parallèle pour constater que la surface de la semelle de ce module ($6\text{cm} \times 10.5\text{cm}$) est plus de dix fois plus grande que la surface de silicium installée ($4 \times 1.5\text{cm}^2$) et que dès que le refroidissement est important, le flux de chaleur devient unidimensionnel et que cette surface et donc le volume du module deviennent en grande partie inutile.

L'épanouissement du flux de chaleur dans l'empilement hybride n'est cependant pas une fin en soi. L'objectif recherché reste la réduction de la résistance thermique du composant. Si la modélisation de deux résistances thermiques ($R_{\text{th,boîtier}}$ et $R_{\text{th,radiateur}}$) est d'une approche simpliste, elle permet de situer les deux domaines sur lesquels il faut agir tout en gardant une cohérence entre ces deux ensembles.

Comme pour la partie électrique, la partie thermique est du ressort de deux métiers distincts. Le concepteur de composant de puissance peut pour améliorer la résistance thermique de ces produits soit intervenir sur les caractéristiques de l'empilement soit augmenter leur surface d'échange. Les nombreuses fonctionnalités requises pour cet assemblage ont jusque là freiné les développements de ces architectures. La solution retenue consiste à augmenter leur surface d'échange en associant des composants élémentaires. Cette solution n'est cependant viable qu'à partir du moment où le flux thermique de chaque composant est identique, ce qui sur le plan électrique se traduit par une équipartition des courants. Pour dimensionner le refroidisseur, le concepteur de convertisseur doit tenir compte de cette contrainte. Suivant le comportement électrothermique des composants utilisés, un refroidissement dont l'uniformité n'est pas suffisante peut entraîner la destruction du module. Le rôle de l'empilement et de ces nombreuses interfaces peut dans certaines de ces situations être capital. Leurs caractéristiques thermiques médiocres entraînant une diffusion dans l'ensemble des couches, tend à uniformiser la température de jonction de l'ensemble des composants et par couplage thermique garantir une répartition électrique satisfaisante.

I.2 - Association parallèle

Nous abordons ici la problématique de la conception de modules de puissance constitués de plusieurs puces montées en parallèle. Pour un électricien, cette association a comme objectif d'augmenter le calibre intensité de la fonction interrupteur. On peut tout aussi bien considérer qu'elle permet d'augmenter la fréquence de fonctionnement de celui-ci. En fait, l'association parallèle peut être vue comme une augmentation de la surface de silicium de la fonction qui peut se traduire sur le plan thermique par une réduction de la résistance thermique du composant et donc par une augmentation de sa capacité d'évacuation des pertes. Tant pour l'électricien que pour le thermicien, cette association est optimale qu'à partir du moment où elle réalise une équipartition du courant et donc une dissipation uniforme des sources de chaleurs. Pour effectuer une représentation thermique de ce type d'association, il faut déterminer au moins autant de températures de jonction qu'il y a de puces. Suivant le niveau d'intégration étudié, le calcul de ces températures de jonction est différent. Dans le cas de puces suffisamment isolées les unes des autres, il suffit pour chacune d'elle de déterminer des grandeurs thermiques scalaires traduisant leur propre résistance thermique et leurs termes mutuels vis à vis des autres sources. Dans une conception plus dense, la notion de température ne peut se résumer à une grandeur scalaire. L'étude du couplage électrothermique et le couplage thermique entre les sources de dissipation ne peut se faire qu'en discrétisant le volume total du module. Le recours à un outil de simulation numérique tridimensionnel s'avère alors nécessaire.

I.2.1 - Couplage électrothermique scalaire

En électronique de puissance, le courant conduit par un interrupteur lui est imposé soit par la source soit par la charge. Dans tous les cas sa partie semiconductrice contrôle en conduction sa tension de déchet. Suivant les caractéristiques du semiconducteur utilisé, le comportement électrothermique du composant en conduction est soit à coefficient de température positif, soit à coefficient de température négatif. Dans le chapitre I nous avons retenu comme composant de puissance, la diode et le transistor IGBT. Cette sélection, issue de considérations électriques, nous amène à considérer les deux types de couplage.

Comme tous les composants de type bipolaire, la diode voit sa chute de tension diminuer lorsque sa température de jonction augmente et que son courant direct reste constant. Ce comportement électrothermique est appelé à coefficient de température négatif. Dans un mode de fonctionnement où le courant est imposé au composant ce comportement est néfaste. En effet, dès qu'un composant (où une région d'un composant) est plus chaud(e), ce phénomène a tendance à accentuer ce déséquilibre.

L'IGBT allie dans son fonctionnement des conceptions bipolaire et unipolaire. Suivant le niveau de courant considéré et le rapport entre ces deux modes de conduction, L'IGBT a un comportement électrothermique à coefficient de température positif ou négatif. Pour un niveau de courant de conduction que nous appelons I_0 , la tension de déchet du composant est indépendante de la température de jonction du composant tant que celle-ci ne dépasse pas une valeur maximale située autour de 150°C. Au-delà de ce niveau de courant I_0 , le comportement électrothermique de l'IGBT est à coefficient de température positif. Excepté les premières générations d'IGBT [4], ce niveau de courant I_0 est nettement inférieur au courant nominal ce qui nous amène

généralement à conclure que l'IGBT a un comportement électrothermique à coefficient de température positif de même nature que celui des structures MOS. Alimenté par une source de courant ce comportement a tendance à atténuer un éventuel déséquilibre thermique et sera donc considéré comme favorable pour une association parallèle.

Le déséquilibre initial que l'on peut rencontrer dans ces associations est de deux natures. La partie semiconductrice peut être à l'origine de ce déséquilibre à travers ses caractéristiques électriques. Pour y remédier un tri préalable peut être effectué afin de limiter les disparités électriques entre chaque composant. La seconde source de déséquilibre peut provenir des caractéristiques thermiques d'une partie de l'assemblage. Le cas le plus souvent rencontré est celui de bulles d'air prisonnières d'une brasure [6].

Ces deux types de déséquilibres ont fait l'objet du deuxième chapitre de notre travail de doctorat [4] au cours duquel nous avons établi un modèle électrothermique de l'IGBT en conduction et un modèle thermique scalaire de chaque puce. Dans son travail de doctorat, S.RAËL a étendu ce modèle aux fonctionnements dynamiques de l'IGBT pour obtenir in fine une modélisation globale du couplage électrothermique[7].

Dans cette approche scalaire, le couplage électrothermique d'un module de n puces est décrit par la relation matricielle suivante :

$$[\theta] = [P][R_{th}]$$

La matrice d'impédance thermique ainsi définie fait apparaître sur sa diagonale les résistances propres de chacune des puces et ailleurs les termes mutuels. Nous ne nous attarderons pas sur la programmation de ce système d'équations présenté à l'annexe 1 et rappellerons ici l'association parallèle de référence ainsi que l'organigramme de résolution.

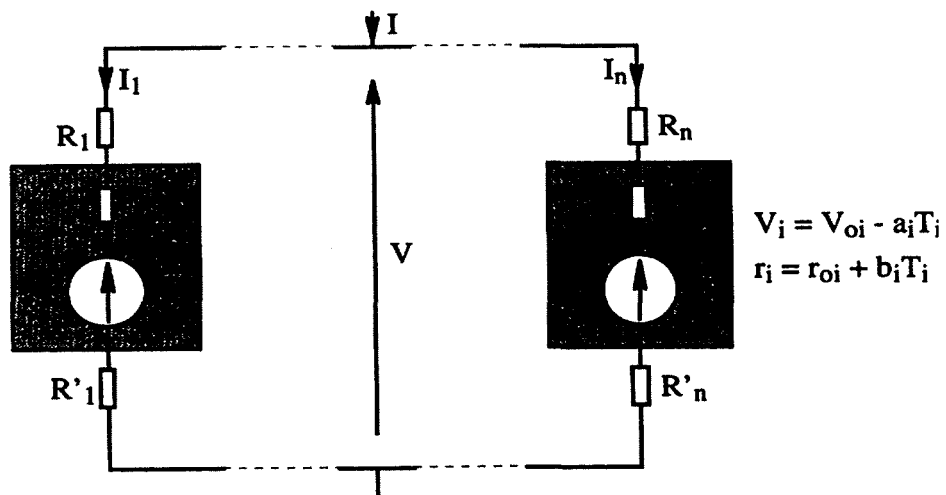


Figure 23 : Association parallèle de référence

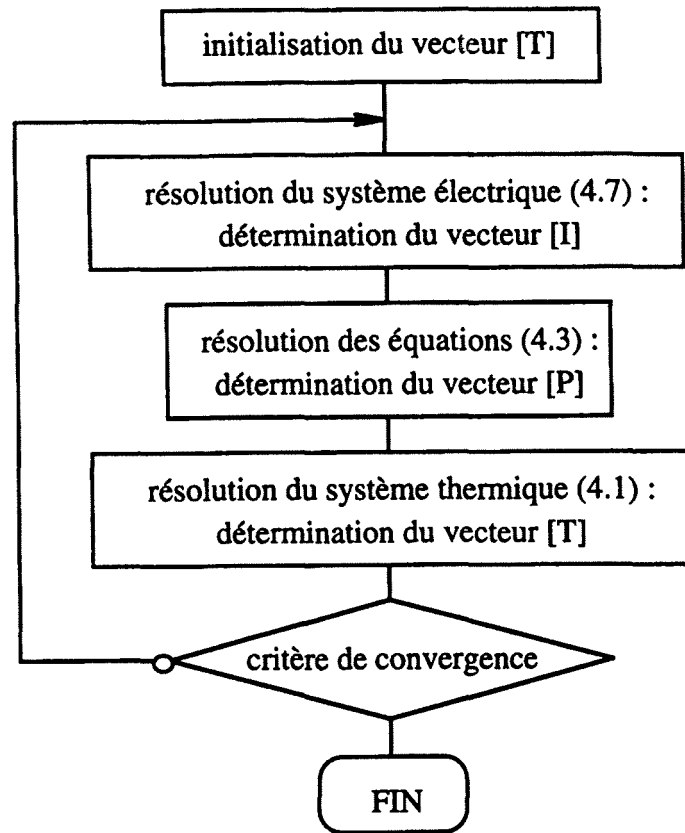


Figure 24 : Organigramme de résolution

La tenue en courant d'une association parallèle repose, à travers la partition du courant dans chacune des branches, sur des équilibres électriques et thermiques.

Pour mettre en évidence les effets des différents couplages existants dans ce type d'association, nous les étudierons individuellement.

La première démarche qui vise à assurer une bonne répartition du courant est l'appairage électrique qui consiste à associer des composants qui ont une ou plusieurs caractéristiques identiques (ou presque). Pour des raisons de commodité, le paramètre électrique généralement retenu est la chute de tension à l'état passant. Comme nous l'avons précisé figure 23, ce paramètre V_f de l'état passant du composant est défini par quatre grandeurs (V_{oi} , a_i , r_{oi} , et b_i). Un nombre équivalent de point de mesures est donc nécessaire par composant pour identifier leur état passant et prendre en compte le ou les éventuels déséquilibres électriques existants. Sans reprendre l'ensemble des travaux de DEA de D. Ballivet [8] nous montrons à la figure 25 l'effet positif ou négatif du couplage électrothermique que la nature semiconductrice du composant impose. En prenant le cas de deux composants associés en parallèle, sans interaction thermique et sans déséquilibre lié aux connexions, on peut définir suivant un critère thermique qui reste à préciser une tenue en courant d'un dispositif multipuces.

En considérant l'état thermique de chacune des puces, le critère thermique s'écrit :

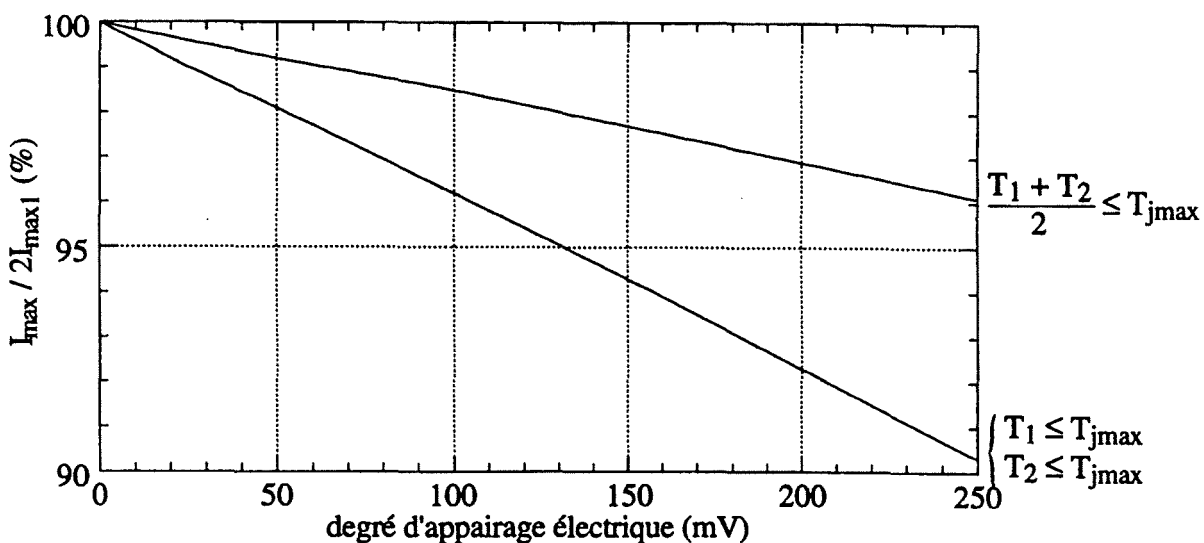
$$T_1 \leq T_{jmax} \text{ et } T_2 \leq T_{jmax}$$

Dans une approche globale, nous formulerons ce critère comme étant égal à :

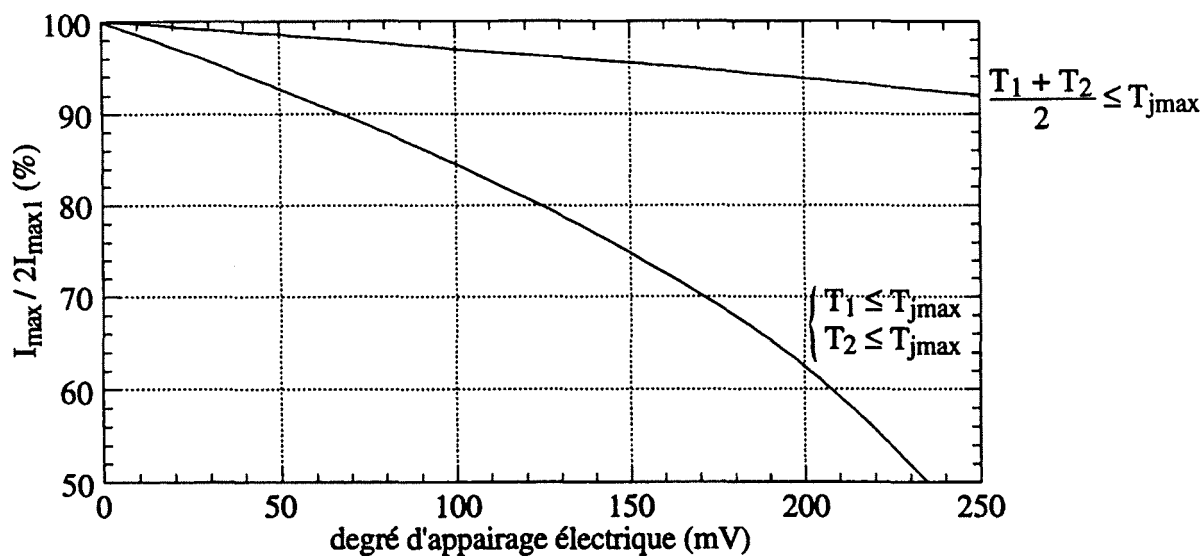
$$1/2(T_1 + T_2) \leq T_{jmax}$$

La figure 25-a présente, pour les deux critères thermiques, la tenue en courant de l'association à couplage électrothermique positif en fonction d'un degré d'appairage intégralement répercuté sur les paramètres V_o .

La figure 25-b présente le même type de courbes pour une association à couplage électrothermique négatif.



a : Couplage électrothermique positif



b : Couplage électrothermique négatif

Figure 25 : Tenue en courant de l'association de deux composants

Pour les composants à couplage électrothermique positif, tel que les IGBT, on peut constater que l'effet d'un déséquilibre électrique est modéré puisqu'il dégrade la tenue en courant de l'association d'une dizaine de pour cent pour un écart $\Delta V_f = 250\text{mV}$. Il

est à noter cependant que cette valeur numérique représente approximativement dix pour cent de la tension V_f de ces composants au courant nominal.

Pour les composants à couplage électrothermique négatif, tel que les diodes, l'effet d'un déséquilibre électrique peut devenir très rapidement dramatique puisque la dégradation de la tenue en courant de l'association atteint plus de cinquante pour cent avec le même déséquilibre électrique que précédemment. Le niveau d'appairage de ces composants devra par conséquent être beaucoup plus élevé.

Dans une démarche d'association de composants, deux effets supplémentaires viennent s'ajouter et ont tendance à atténuer le déséquilibre électrique entre composants.

En effet, l'association de deux composants introduit obligatoirement entre ceux-ci une interconnexion qui, sur le plan électrique statique sur lequel on se place, se traduit par une résistance. Pour des raisons évidentes de rendement, la résistance électrique des pistes d'aménagements et d'interconnexions est minimisée. Cependant on peut constater que la partition des courants est améliorée par des connexions résistives. Cet effet se traduit sur la caractéristique en conduction des composants par une augmentation de leur résistance dynamique. A titre d'exemple nous présentons figure 26 l'effet de cette résistance de connexions sur la tenue en courant de l'association de deux composants à couplage électrothermique négatif (figure 25-b).

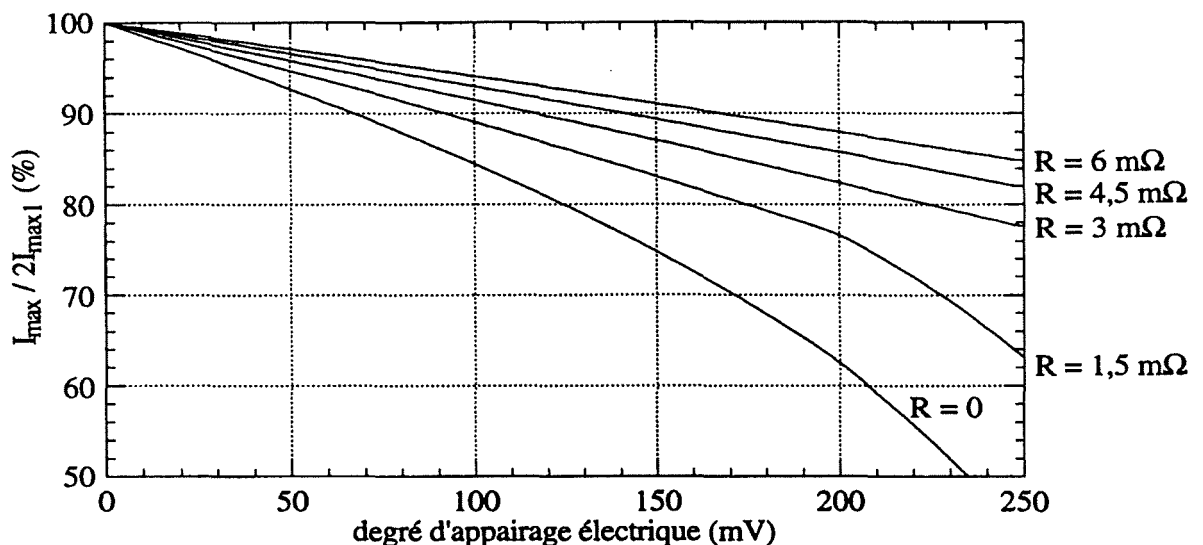


Figure 26 : Tenue en courant de l'association de deux composants à couplage électrothermique négatif avec effet de la résistance de connexion

Leur exceptionnelle aptitude à conduire et leur comportement électrothermique font que l'association parallèle de diodes a toujours été délicate à réaliser. Dans une démarche de conception, où l'on minimise les résistances de connexions qui les relient, cette association demande encore plus de rigueur. Fort heureusement, l'intégration de puissance qui vise à regrouper plusieurs composants dans un même volume, introduit une interaction thermique entre les sources de chaleurs qui a tendance à uniformiser l'ensemble des températures de jonction et donc de réduire les effets d'un défaut d'appairage. Dans une approche scalaire que nous développons ce couplage thermique se traduit par une résistance mutuelle. Pour mettre en évidence cet effet, nous prendrons l'exemple d'un boîtier ISOTOP [5].

La figure 27 présente l'évolution des déséquilibres électrique et thermique en fonction du courant total conduit par l'association parallèle de deux diodes, avec et sans couplage thermique.

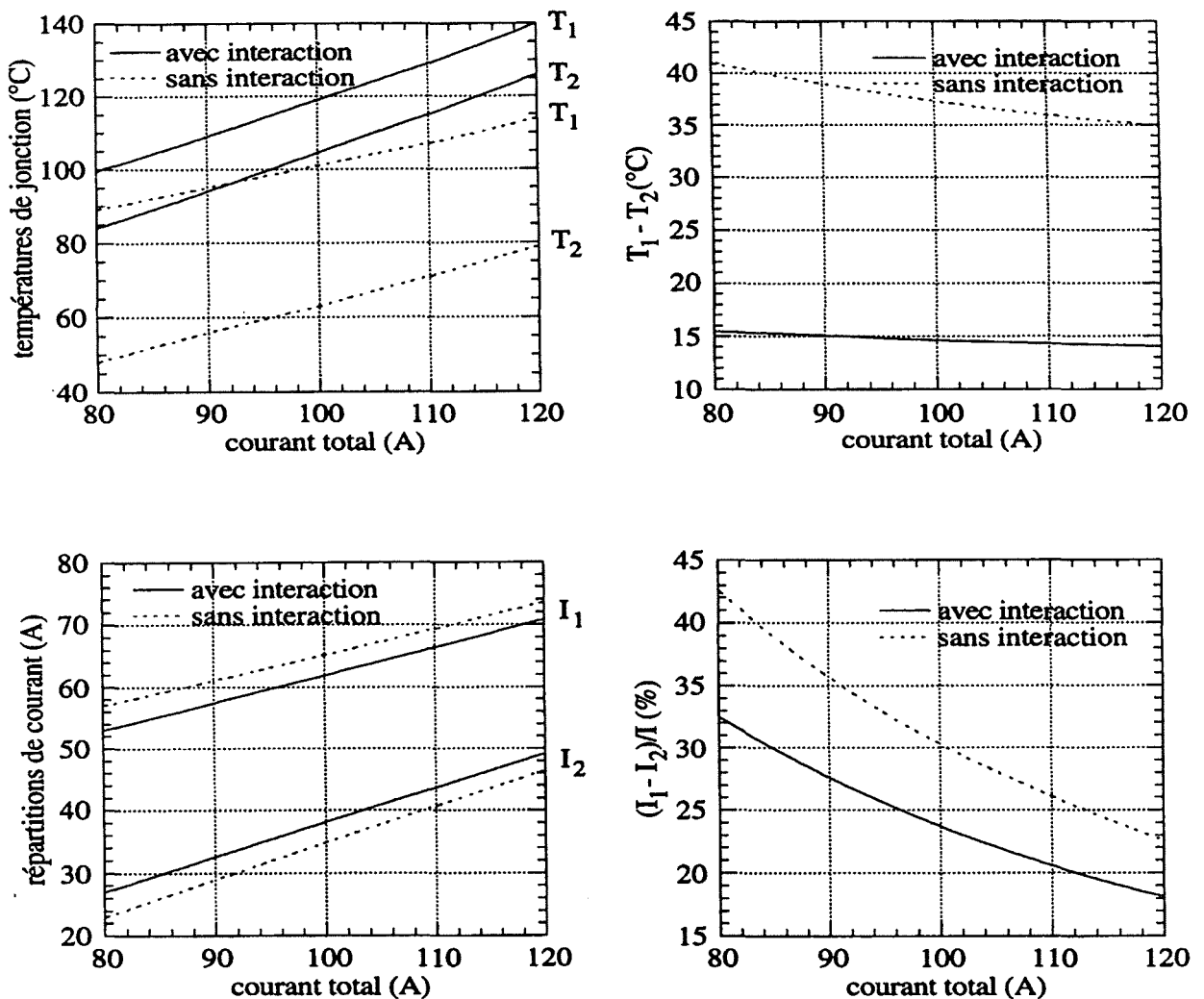


Figure 27 : Effets de l'interaction thermique sur les déséquilibres électrique et thermique

Comme nous l'évoquions, les graphes présentés ci-dessus montrent que l'interaction thermique entre deux composants a un effet positif sur la partition des courants de l'association. Cette interaction se traduit aussi par une élévation globale de la température de fonctionnement de l'ensemble. L'utilisation d'un tel effet demande beaucoup de finesse sans quoi les bénéfices escomptés peuvent être contrariés par des températures de fonctionnement trop élevées. Il faut en tout état de cause réduire l'échauffement propre de chacun des composants en minimisant leur résistance thermique. L'intégration de puissance est une bonne réponse au double besoin de résistances thermiques propres faibles et de résistances thermiques mutuelles élevées.

Si l'approche scalaire développée jusqu'ici est discutable pour des composants de grande taille, elle atteint ses limites dans une démarche d'intégration tant la taille des composants n'est plus négligeable devant celle de la géométrie globale de l'association. Une modélisation tridimensionnelle s'avère nécessaire compte tenu de ces remarques.

I .2 .2 – Couplage électrothermique tridimensionnel : FLUX CHIP

Dans une démarche d'intégration de puissance, il convient de remplacer l'approche scalaire par une modélisation tridimensionnelle. Cela nous a conduit au développement du module de simulation électrothermique FLUX CHIP. Utilisant les fonctionnalités du logiciel à éléments finis FLUX 3D, cette extension permet de résoudre l'équation de chaleur en trois dimensions et donc par couplage de rendre compte des effets électrothermiques dans chacune des régions source du maillage. La partie informatique de cet outil a été réalisée par S.Raël dans le cadre de son doctorat [5] et Y. Maréchal de l'équipe modélisation.

Le logiciel de simulation électrothermique est subdivisé en cinq modules principaux qui sont la création d'une géométrie, le maillage de la structure, la définition des propriétés physiques du problème, la résolution et l'exploitation des résultats. La programmation des sources traduit l'association parallèle du circuit de la figure 23. Le système thermique représente l'équation tridimensionnelle de la chaleur et le couplage électrothermique s'effectue par deux vecteurs. Le premier vecteur [T] réalise le lien entre les lois électriques et thermiques. Les valeurs de ce vecteur correspondent aux températures de jonctions des régions dissipatives, chacune d'elles étant égale à la valeur moyenne volumique de la région considérée. Le second vecteur [q] réalise le lien inverse, ses valeurs correspondant aux densités de puissance de chacune de ces régions. L'ensemble de cet organigramme est présenté à la figure 28.

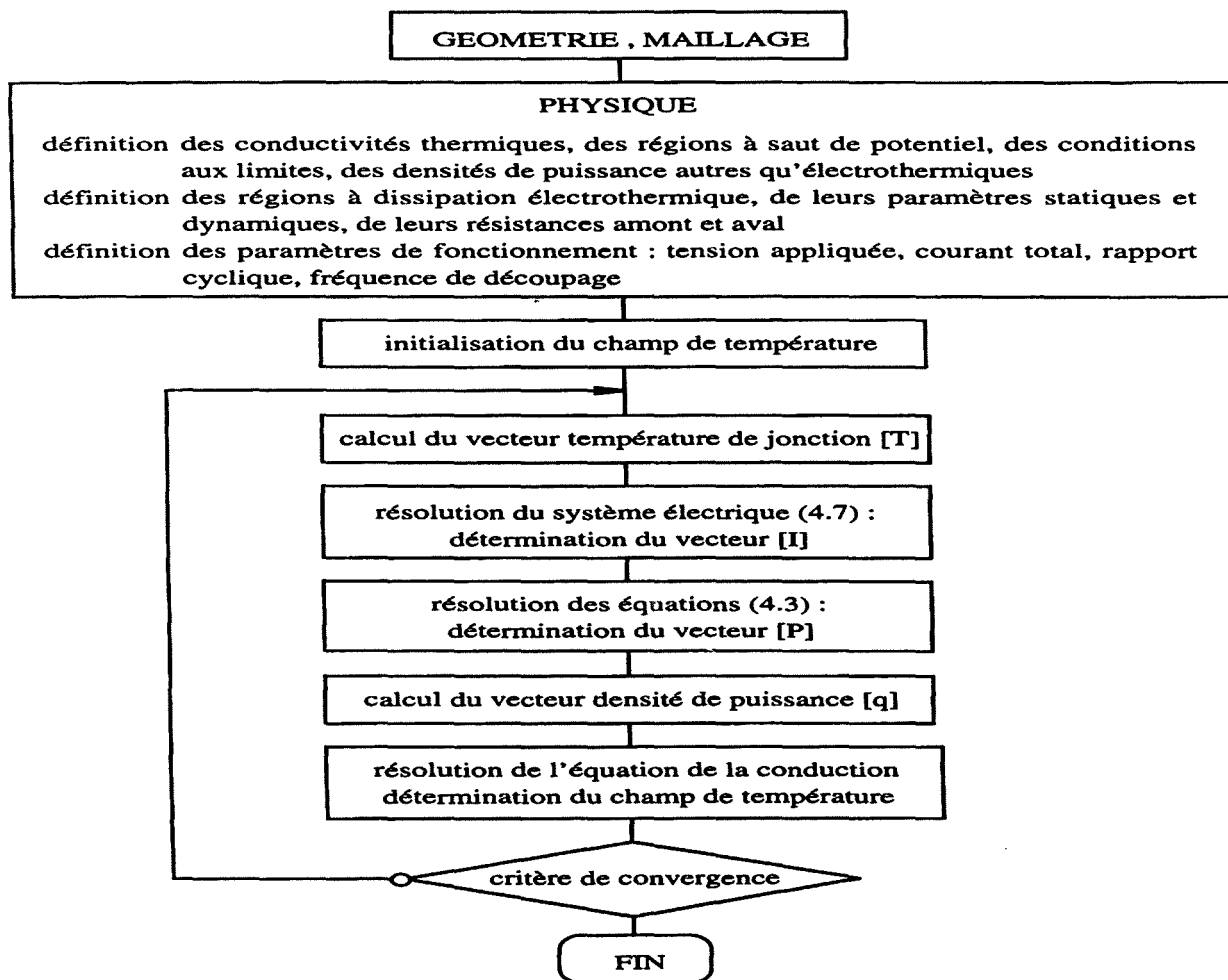


Figure 28 : Organigramme de principe de la simulation électrothermique

La mise en œuvre de cet outil de simulation étant longue et délicate, nous n'aurons recours à FLUX CHIP qu'à partir du moment où l'approche analytique précédemment développée n'est plus suffisante. C'est généralement le cas dans des structures intégrées telles que celles utilisées pour les modules de puissance. Nous prendrons comme exemple l'étude de boîtiers ISOTOP (figure 29). Contrairement à l'étude analytique, l'approche tridimensionnelle permet de simuler globalement l'ensemble des phénomènes électriques et thermiques qui régissent la partition des courants dans l'association considérée. Un premier niveau de simulation consiste à considérer les composants comme monolithiques et donc de calculer une seule température de jonction par composant. Cette approche privilégie le couplage thermique entre les différentes régions au détriment des phénomènes électrothermiques au sein d'un même composant.

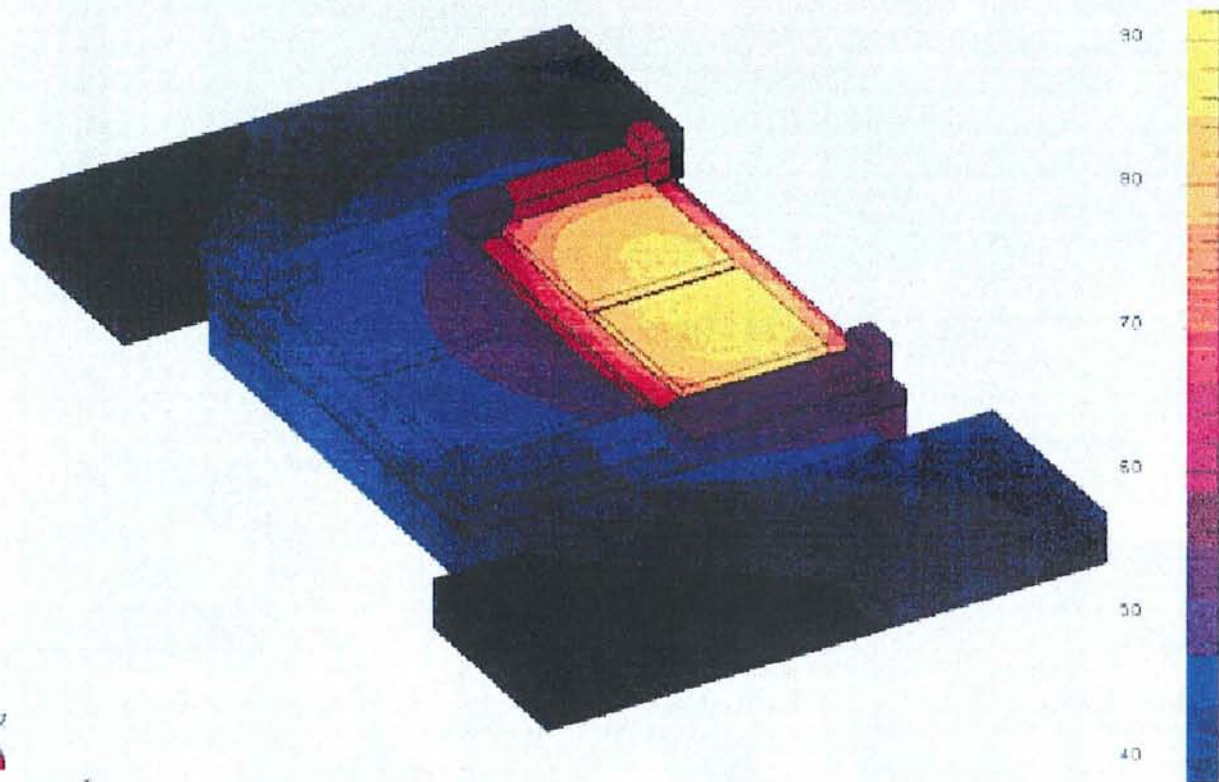


Figure 29 : Thermographie de deux diodes associées en parallèle avec couplage électrothermique monolithique.

Les simulations obtenues montrent tout d'abord que le couplage thermique de deux composants associés dans un même boîtier est significatif. On vérifie par la même que la température de jonction des deux composants n'est pas uniforme et que l'approche analytique issue de celle de la résistance thermique n'est plus suffisante. Le gradient de température relevé en surface fait apparaître un écart de température maximal d'une vingtaine de degrés ce qui nécessite de compléter le couplage en introduisant pour chacune des régions dissipatives un couplage électrothermique local issu de micro régions. Ce couplage électrothermique intrinsèque au composant prend en considération ces températures locales pour définir la densité de courant traversant ces micro régions.

On peut ainsi pour un composant donné, non seulement obtenir par simulation une thermographie du composant (figure30) mais aussi une carte des densités de courant traversant le composant (figure31).

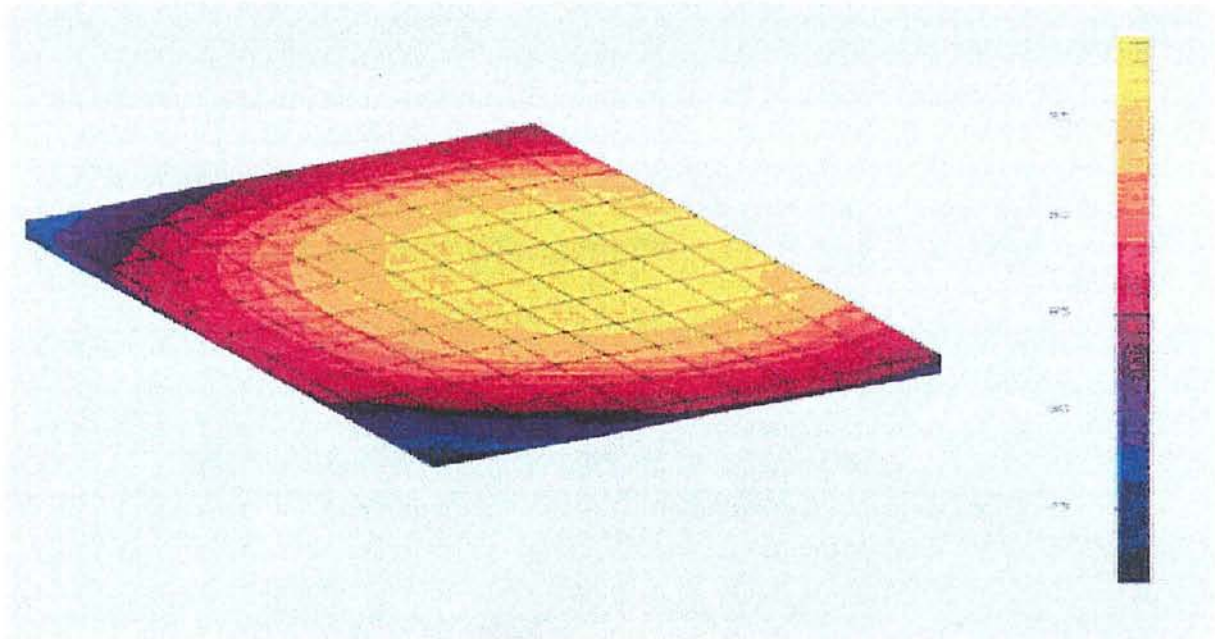


Figure 30 : Thermographie d'une diode

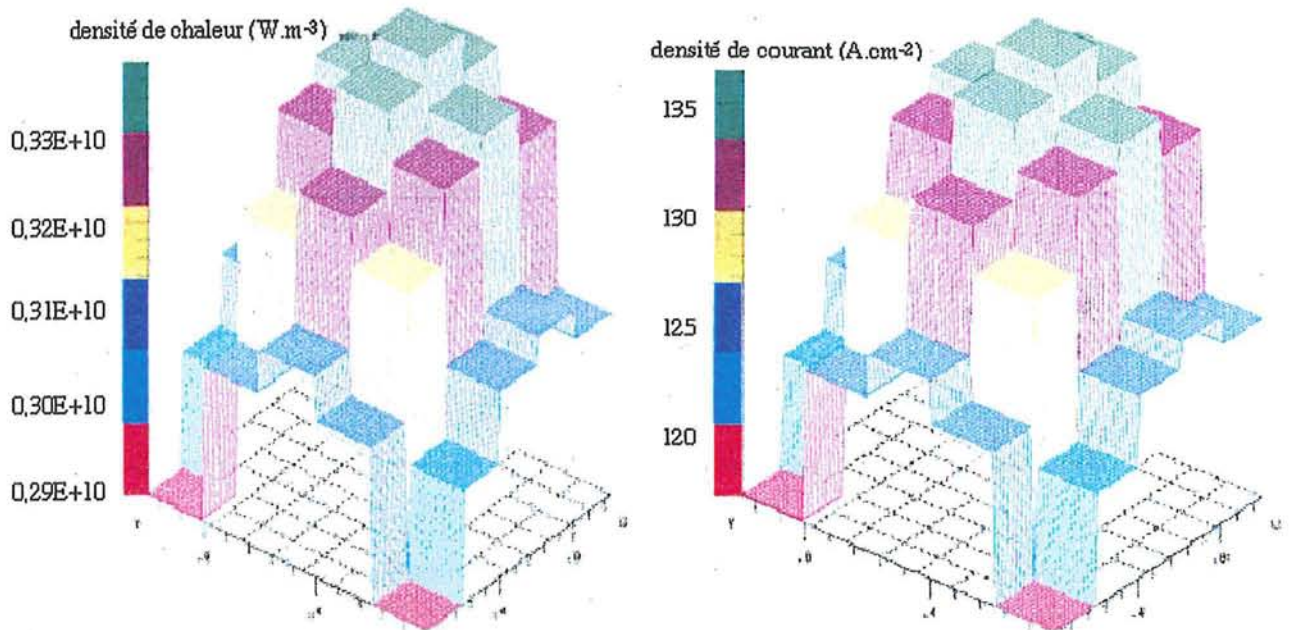


Figure 31 : Densité de puissance et de courant du dispositif présenté figure 30

L'exploitation d'un tel outil est multiple suivant que l'on s'intéresse à modéliser un composant seul ou une association de plusieurs composants. La difficulté qui se présente à l'utilisateur est le choix de la méthode de simulation électrothermique.

Il apparaît évident que l'approche analytique doit être conservée tant que les résultats qu'elle fournit sont acceptables. Plusieurs configurations cependant nécessitent le recours à un outil tridimensionnel tel que FLUXCHIP.

La première rencontrée dans le domaine des composants de puissance est la taille de ceux-ci. A partir d'une certaine surface, les gradients latéraux de température de jonction du composant deviennent significatifs et la notion de température de jonction uniforme devient éronée tout autant d'ailleurs que la notion de résistance thermique. Il est difficile de définir la taille critique pour laquelle l'approche analytique est inadaptée. Plusieurs critères entrent en considération tels que les caractéristiques du support sur lequel le composant est reporté, le mode de refroidissement et enfin les objectifs de l'étude [9]. Comme nous l'avons présenté ci-dessus, l'exploitation des résultats de simulations électrothermiques permet de fournir une carte des densités de courant dans le composant. Pour le composant à coefficient de température négatif, on constate ainsi que des défauts de report se traduisent par des échauffements locaux qui peuvent entraîner la destruction d'un composant alors que la température de jonction «moyenne» n'a pas dépassé les spécifications classiques [10].

Le second type de configurations qui requiert l'utilisation de l'outil tridimensionnel est l'association conçue avec un niveau d'intégration élevé. FLUXCHIP permet d'étendre l'étude électrothermique sur des associations à «haute» intégration. Tous les couplages thermiques et électrothermiques sont alors effectués entre les micros régions et prennent en considération des échauffements locaux qui étaient moyennés dans l'approche analytique. Comme précédemment, il n'est pas aisé de déterminer le niveau d'intégration qui requiert l'approche tridimensionnelle. Dans [11], nous avons mis en évidence l'apport de cet outil dans la conception de module ISOTOP. Une étude a été menée sur la partition des courants dans une association parallèle de diodes de puissance ; des mesures infrarouges sur des prototypes fournis par notre partenaire industriel ont confirmé la précision de cette simulation. Avec ce même outil de simulation nous avons étudié un interrupteur de forte puissance à base de composants IGBT reportés sur plaque à eau [12]. L'objectif de ce travail était de dimensionner les possibilités électriques de ce module. Une étude électrothermique a été effectuée suivie par des expérimentations qui ont confirmé les simulations. Pour ce niveau de pertes de 2400W, l'élévation de température maximale s'est située autour de 60°C avec un débit de 2 l.min^{-1} (figure 32).

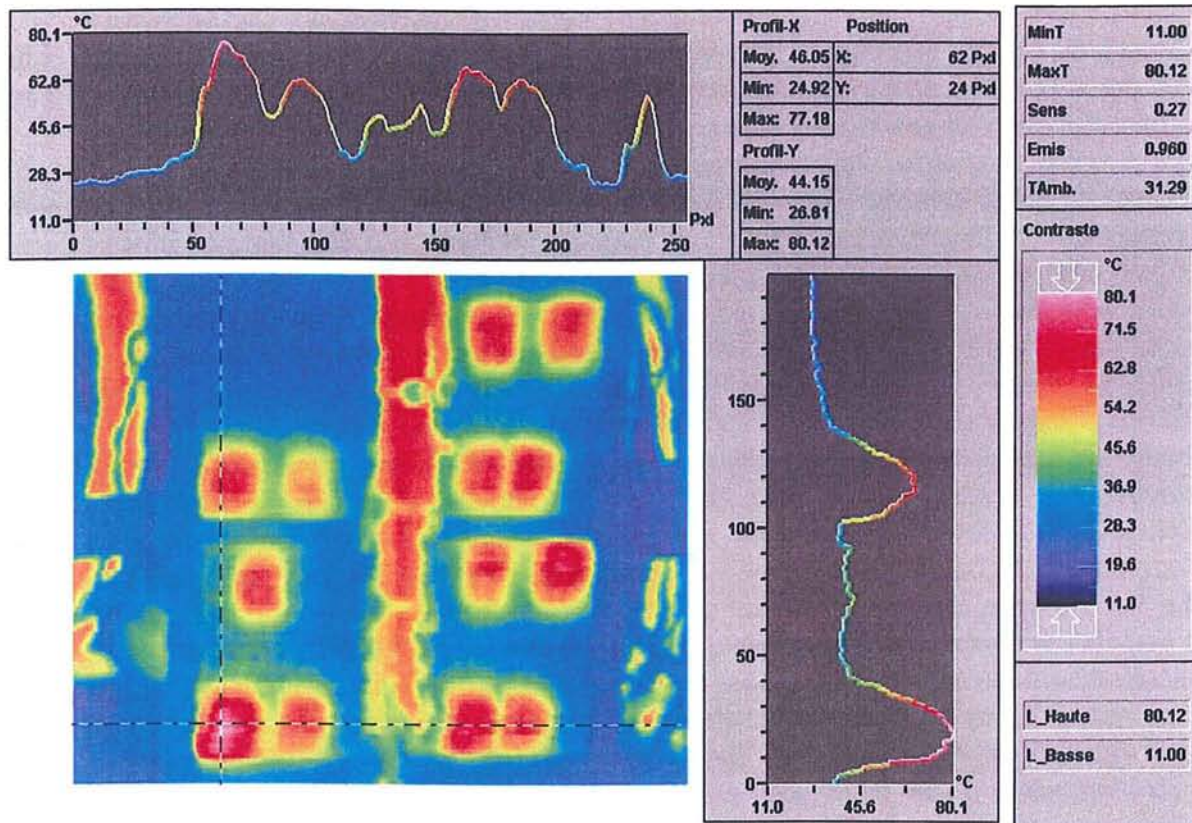


Figure 32 : Thermographie infrarouge d'un prototype à base de treize IGBT 1700V pour une puissance dissipée de 2400W avec un débit de $2\text{l}\cdot\text{min}^{-1}$

Comme nous le voyons encore sur cet exemple, la définition du calibre intensité d'un composant de puissance est liée à ses performances thermiques. La réduction de la résistance thermique peut se faire, comme nous venons de le voir, en améliorant les caractéristiques thermiques du support ou en augmentant sa surface active. La seconde voie que nous allons explorer consiste à améliorer le refroidissement.

II - Les structures de micro refroidissement

L'amélioration des performances thermiques d'un composant de puissance ou d'une association de plusieurs composants peut se faire à plusieurs niveaux. Après la présentation de la chaîne thermique qui relie la source chaude (la puce semiconductrice) à la source froide (le fluide caloporteur), nous savons où doivent se porter les actions qui visent à augmenter le pouvoir d'évacuation thermique d'un dispositif de puissance.

Dans la démarche de conception utilisée classiquement, la première limitation thermique rencontrée est l'interface qui existe entre le socle du composant et le refroidisseur. La solution qui consiste à intégrer directement dans le socle du composant son refroidisseur permet de s'affranchir de cette contrainte. De plus, elle garantit une bonne cohérence entre la partie active du composant, son support et son refroidisseur ; ce qui laisse la possibilité au constructeur d'annoncer un calibre intensité en fonction du débit d'un fluide caloporteur ou d'un coefficient d'échange convectif.

La seconde limitation que nous avons identifiée (qui peut être aussi considérée comme une interface) est celle qui est définie par la modélisation thermique par le coefficient d'échange convectif h existant entre l'extrémité de la partie solide du composant et le fluide caloporteur. Cette résistance thermique liée au phénomène de convection est définie par :

$$R_{th_{conv}} = \frac{1}{h S}$$

La réduction de la résistance thermique de cette interface peut par conséquent s'effectuer en augmentant la surface et ou le coefficient d'échange. La stratégie des microstructures de refroidissement vise ces deux objectifs. Aux vues de ces remarques, la démarche que nous avons entreprise semble naturelle. Elle consiste à concevoir une structure de micro refroidisseurs intégrée dans le socle du dispositif de puissance.

Les premières actions dans ce domaine ont été effectuées par L.Meysenc dans le cadre de ses travaux de thèse [13] en collaboration avec le Groupement de recherche sur les Echangeurs Thermiques (GRETH) du C.E.A de Grenoble et plus particulièrement avec A.Bricard.

II.1 - La convection forcée simple phase

Par principe, l'intégration du refroidisseur dans le socle du composant élimine l'interface le plus pénalisant sur le plan thermique. Pour l'interface solide / fluide(gaz) caloporteur, l'augmentation de la surface d'échange est directement liée aux géométries des échangeurs, le coefficient d'échange est lui fonction du mode de transfert de chaleur qui est utilisé. Nous aborderons tout d'abord les échangeurs utilisant la convection forcée simple phase. Ce mode largement utilisé en électronique de puissance, fut la première évolution des radiateurs pour répondre aux besoins croissants des composants. Simple de mise en œuvre, présentant des performances élevées, l'eau est sans conteste le fluide le plus employé actuellement en électronique de puissance, avec l'air bien évidemment.

II.1.1 Principe et état de l'art

L'analyse du transfert de chaleur dans une structure de micro refroidissement permet de mettre en évidence trois résistances thermiques : la première ($R_{th_{cond}}$) représente l'écart de

température entre le haut du composant et la paroi des canaux, la seconde ($R_{th_{conv}}$) modélise l'écart de température entre la paroi des canaux et le fluide caloporteur, la troisième ($R_{th_{cap}}$) représente l'élévation de température du fluide à mesure qu'il absorbe l'énergie dissipée par le composant. De manière générale, la résistance thermique de conduction est négligeable devant les deux autres. En supposant que le flux de chaleur est uniforme sur les parois, les profils de températures de la paroi et du fluide dans le sens de circulation de celui-ci sont linéaires ; les deux résistances thermiques s'expriment par les formules suivantes :

$$R_{th_{conv}} = \frac{l}{h S},$$

$$R_{th_{cap}} = \frac{l}{m C_p}$$

La résistance thermique totale, égale à la somme de ces deux grandeurs, représente l'écart de température entre la paroi des canaux en sortie et la température du fluide à l'entrée. Dans un premier temps, en négligeant les résistances thermiques de conduction (résistance de la brasure, du socle, du silicium...) et en effectuant une analyse unidimensionnelle, on peut assimiler la température de jonction du composant à la température de paroi en sortie d'un canal (figure 33).

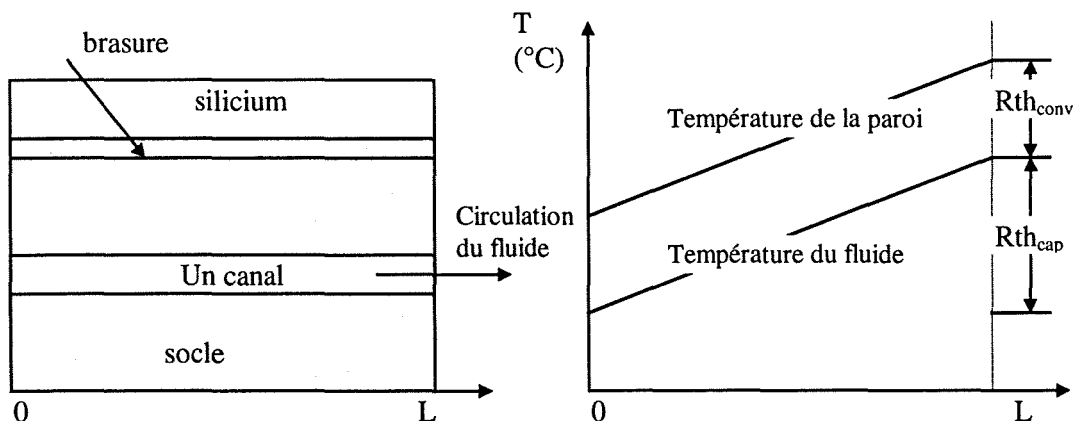


Figure 33 : Section unidimensionnelle d'un micro refroidisseur et des profils de température.

Les deux composantes de la résistance thermique totale étant couplées par l'intermédiaire de la géométrie du micro refroidisseur, il faut, pour réduire la résistance thermique vue par le composant, minimiser la somme de ces deux termes.

Dans une formulation globale des échanges de chaleur, l'expression de $R_{th_{conv}}$ utilise le coefficient d'échange convectif h . Ce coefficient est généralement difficile à quantifier car fonction de nombreux paramètres tels que :

- les caractéristiques géométriques de l'écoulement (forme, rugosité),
- les propriétés du fluide
- le type d'écoulement (laminaire, turbulent, en cours de développement).

Ce paramètre peut être obtenu de plusieurs façons. Nous avons retenu en priorité l'analyse dimensionnelle combinée avec des résultats expérimentaux (relations empiriques). Ce choix implique de corréliser des résultats tirés de l'expérimentation avec un ensemble de nombres

sans dimension à partir desquels on déduit le coefficient d'échange. Il nécessite aussi la connaissance des conditions d'établissement des corrélations afin de vérifier que celles-ci peuvent être appliquées aux cas désirés. Pour évaluer ce paramètre, nous nous sommes appuyés sur les travaux précédemment effectués dans ce domaine. On citera les principaux d'entre eux, à savoir ceux de DUNCAN et PETERSON [13], de TUCKERMAN et PEASE [14], [15], de KEYES [16] et de KNIGHT[17].

Pour l'ensemble de ces études qui visaient à minimiser la résistance thermique vue par la source chaude, l'intérêt des micros canaux à section rectangulaire (figure34) a été démontré.

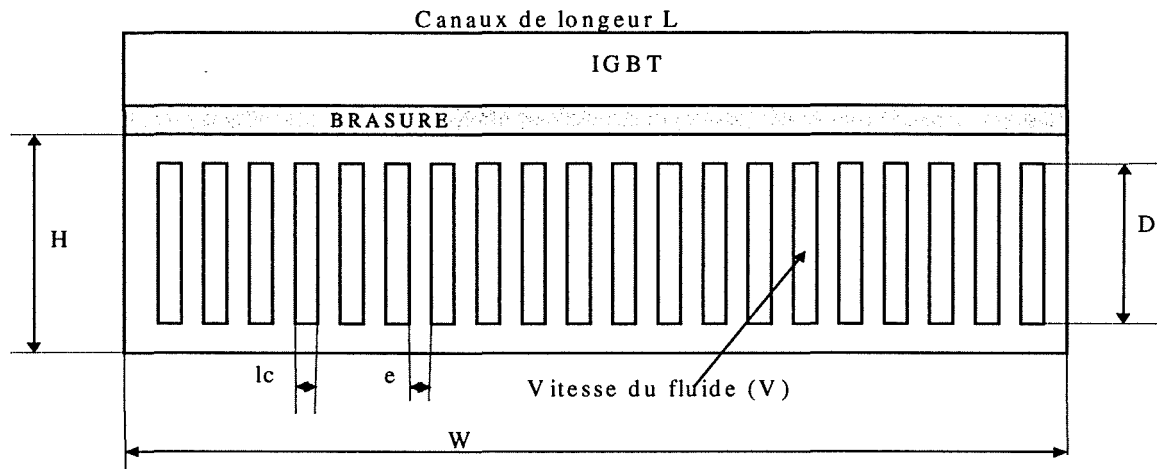


Figure 34 : Géométrie d'un micro refroidisseur à canaux de sections rectangulaires

Cette géométrie accroît considérablement la surface d'échange au fur et à mesure que l'on en augmente le nombre de canaux et la longueur des ailettes. Elle introduit par la même une limitation liée à leur efficacité de ces dernières [18] qui limite la réduction de la résistance thermique de convection. La résistance thermique capacitive est quant à elle définie, pour une perte de pression donnée, par la section de passage du fluide caloporteur.

La particularité du domaine des composants de puissance, réside dans la quantité de puissance à évacuer. Si l'on s'intéresse dans un premier temps au refroidissement d'un composant IGBT standard, la densité de puissance dissipée peut atteindre aisément $400\text{W}\cdot\text{cm}^{-1}$; pour une surface de silicium de $(1,2 \times 1,2)\text{cm}^2$ la puissance à évacuer est donc de 570W .

L'optimisation d'un système nécessite à la fois d'intégrer ces spécificités et de définir des contraintes de dimensionnement permettant de faire converger l'étude vers les valeurs optimales.

Dans le dimensionnement d'échangeurs, les contraintes généralement retenues sont

- la perte de pression totale dans la structure,
- la puissance motrice assurant la circulation du fluide

Ces deux grandeurs sont représentatives du volume et du coût du système de pompage du fluide de refroidissement.

Les grandeurs d'un tel système se classent en quatre groupes distincts comme indiqué dans le tableau de la figure 35.

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, ainsi que l'ensemble de ses propriétés
LES GRANDEURS A OPTIMISER	<ul style="list-style-type: none"> • la profondeur d'un canal • la largeur d'un canal • la largeur d'une ailette • la vitesse du fluide
LES CONTRAINTES	<ul style="list-style-type: none"> • la perte de pression totale • la puissance motrice utile
LA GRANDEUR A MINIMISER	<ul style="list-style-type: none"> • la résistance thermique totale

Figure 35 : Classification des grandeurs du problème

La grandeur à minimiser, en l'occurrence la résistance thermique totale, est reliée à l'ensemble des autres grandeurs par le biais de fonction restant à définir. Ce travail d'optimisation a été développé par L. Meysenc au cours de son doctorat [19].

Pour définir les fonctions reliant les grandeurs entre elles nous avons eu recours aux travaux menés par A. Bricard sur les échanges thermiques dans les microstructures [20] [21]. Les fonctions objectifs étant éminemment variables et discontinues, nous avons utilisé pour les optimiser des algorithmes génétiques. Basées sur des techniques dérivées de la génétique et des mécanismes naturels, ces outils ne nécessitent pas la connaissance du gradient de la fonction et peuvent s'appliquer à des fonctions discontinues pouvant avoir des minimums locaux [22].

II .1 .2 - Dimensionnement d'un échangeur simple phase

Une première série de prototypes a tout d'abord été conçue pour vérifier les corrélations utilisées et positionner les performances de ces véhicules test vis à vis de ceux de la communauté. En utilisant les contraintes définies par Knight dans [17] et Tukermann dans [14], nous avons dimensionné deux véhicules test :

- Un premier micro refroidisseur μ_{R1} à canaux peu profonds avec les caractéristiques géométriques suivantes :

- taille du réseau 16 x 16 mm²,
- profondeur des canaux 730 μ m,
- largeur des canaux 275 μ m,
- largeur des ailettes 165 μ m,
- Nombre de canaux 41.

- Un second micro refroidisseur μ_{R2} à canaux profonds avec les caractéristiques géométriques suivantes :

- taille du réseau 16 x 16 mm²,
- profondeur des canaux 3040 μ m,
- largeur des canaux 311 μ m,

- largeur des ailettes 288 μm ,
- Nombre de canaux 27.

Le premier échangeur a comme objectif de vérifier les corrélations utilisées pour calculer le nombre de Nusselt en régime laminaire alors que le second vise à rendre prépondérant la conduction dans les ailettes et vérifier leur efficacité.

Pour ces essais la source de dissipation était une résistance de puissance en céramique associée à un concentrateur de flux permettant de générer plus de 500W sur une surface de $(1.6 \times 1.6) \text{cm}^2$. Le schéma de la boucle de mesure est présenté figure 36.

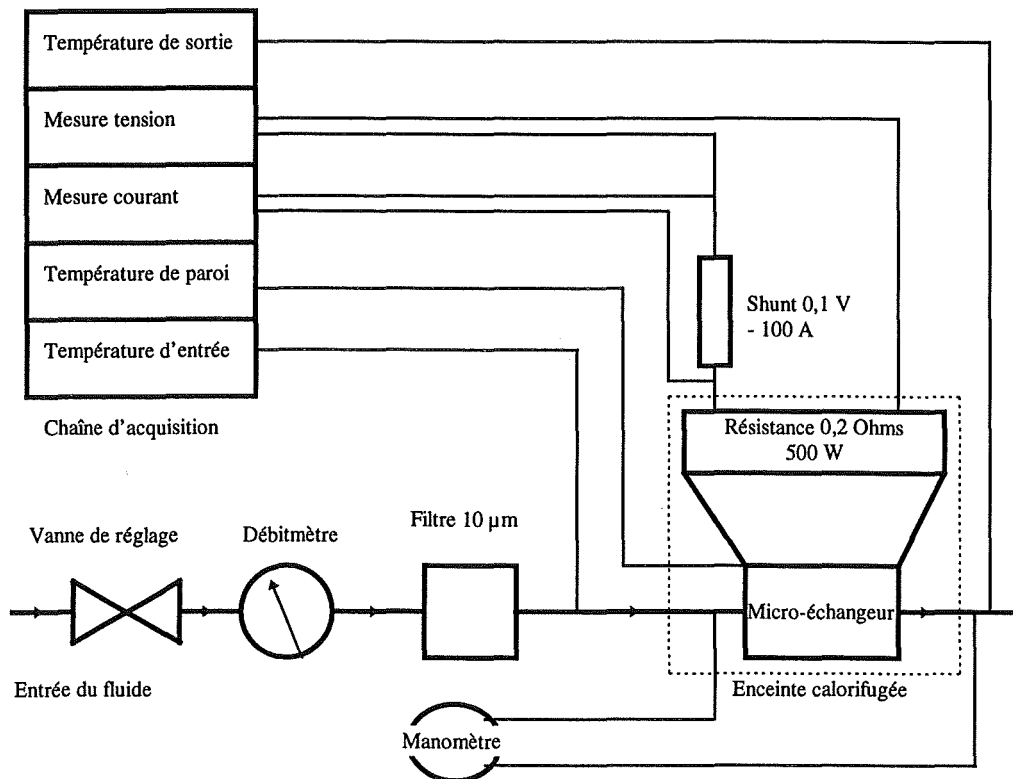


Figure 36 : Schéma de la boucle de mesure

Une fois la géométrie du micro refroidisseur définie, il a suffi de faire varier le débit du fluide caloporteur pour évaluer les performances de la structure. En régime établi hydrauliquement et thermiquement, il est possible de calculer le nombre de Nusselts et donc le coefficient d'échange convectif. Dans le cas contraire, ce nombre a été obtenu par extrapolation à l'aide des tables [23].

Les résultats expérimentaux des deux véhicules test sont présentés ci- après avec les résultats théoriques définis pour différents types d'écoulements.

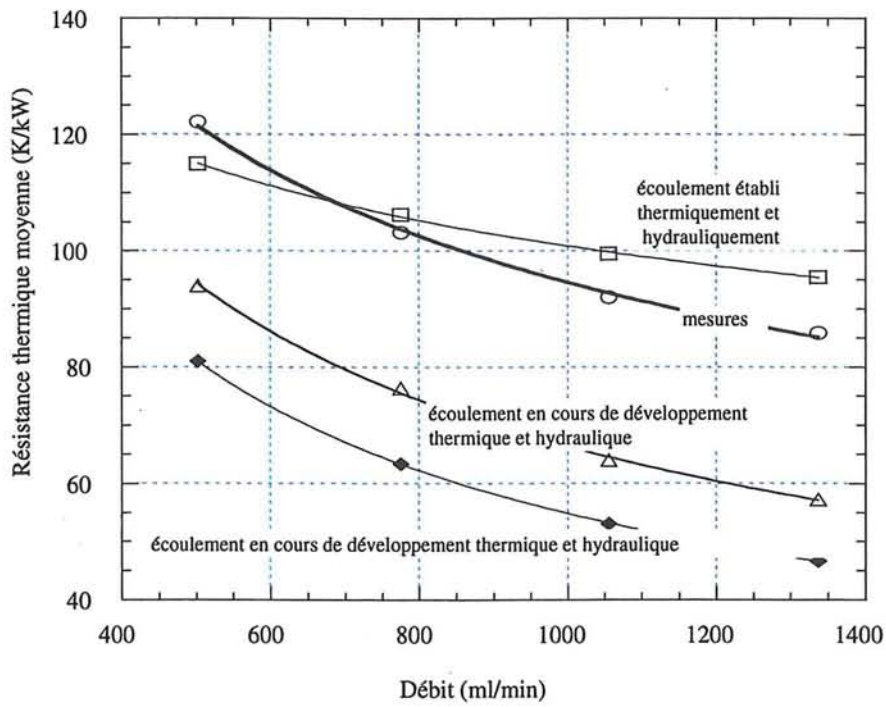


Figure 37 : Résultats expérimentaux et valeurs théoriques obtenus pour μ_{R1}

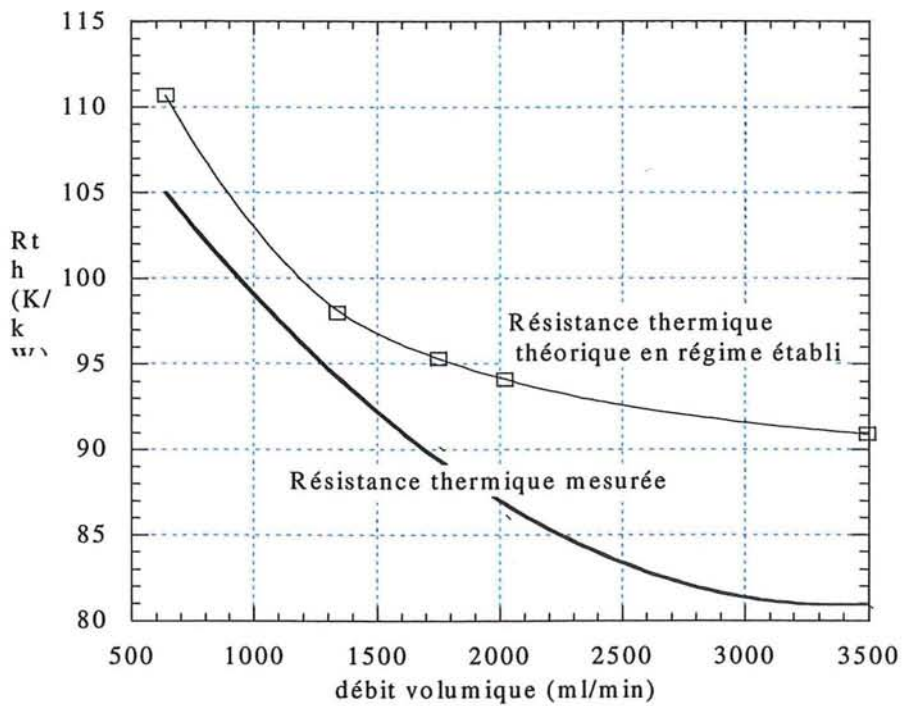


Figure 38 : Résultats expérimentaux et valeurs théoriques obtenus pour μ_{R2}

II.1.3 – Exploitation des résultats :

L'exploitation de ces résultats doit se faire suivant deux orientations d'une part sur le plan de la thermique de ces micro échangeurs et d'autre part sur un aspect « méthodologie de conception des modules de puissance ».

Les expérimentations menées sur ces deux micro échangeurs, nous permettent tout d'abord de valider le fait que nous savons appréhender les deux phénomènes thermiques prépondérants dans ce type d'échangeur à savoir déterminer le coefficient d'échange convectif, h , qui existe entre les parois solides et le fluide et calculer le paramètre d'efficacité d'ailette. Vis à vis des travaux déjà effectués dans le domaine, ces premiers prototypes confirment aussi l'intérêt de ce type de refroidisseurs pour des composants de puissance dont le fonctionnement génère de fort niveau de pertes. Pour mettre en évidence ce propos, il suffit de constater les performances électriques et thermiques obtenues avec une puce IGBT de taille standard (14x14)mm² de calibre tension 1600V. Annoncé par le constructeur pour un calibre nominal de 50A, cette puce reportée sans isolation électrique, arrive en conduction, à conduire un courant trois fois supérieur sans que sa température ne dépasse la température maximale indiquée, à savoir 150°C [24].

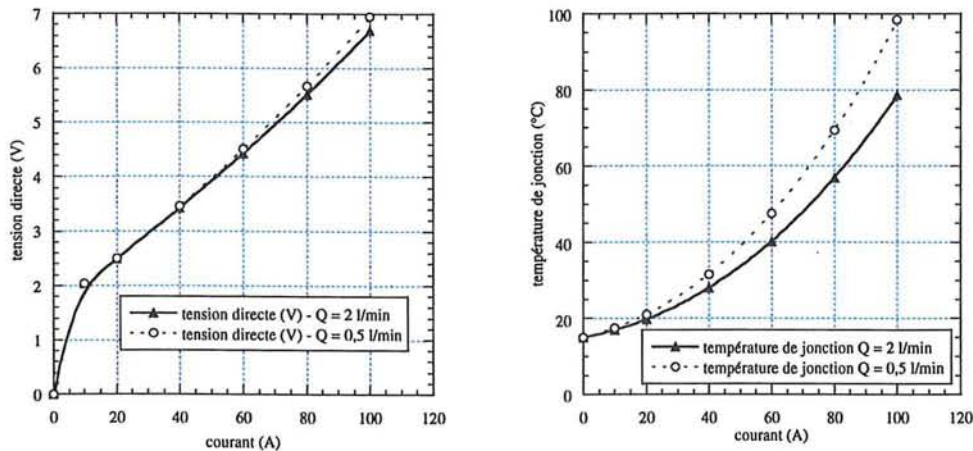


Figure 39 : Caractéristiques électrique et thermique de l'assemblage

La seconde exploitation de ces résultats s'est traduite par le travail post doctoral de S.Raël [18]. A partir des validations expérimentales des modèles d'échange et d'efficacité d'ailettes et en reprenant les travaux entrepris sur la modélisation de l'épanouissement du flux thermique dans les assemblages, nous avons établi une méthodologie de conception de modules de puissance intégrant le refroidissement. Dans cette démarche les trois phénomènes que nous considérons comme prépondérants, à savoir :

- la loi d'échange convectif entre le fluide caloporteur et la paroi
- l'efficacité des ailettes
- l'épanouissement thermique dans l'assemblage du flux de chaleur généré par la puce

ont été pris en compte.

Comme nous l'avons démontré préalablement, ce dernier effet est directement issu de la condition aux limites fixée par les deux premiers effets cités. Dans le cas de la structure à

ailettes qui nous intéresse, il apparaît judicieux de déterminer une loi d'échange équivalente qui traduit à la fois l'augmentation géométrique de la surface d'échange issue du principe des ailettes et de l'efficacité de ces dernières. Pour cela cette loi d'échange équivalente sera définie à travers un coefficient d'échange équivalent fictif dont nous précisons ci après le calcul pour des échanges simple phase dans des canaux de section rectangulaire.

Dans ces conditions, on détermine :

- une efficacité d'ailettes E
- une surface d'échange équivalente $S_{\text{éq}}$
- un coefficient d'échange équivalent associé à un refroidissement plan $h_{\text{éq}}$
- une résistance thermique carrée équivalente $R_{c_{\text{éq}}}$

On montre alors que cette dernière grandeur, qui est à minimiser, est une fonction

- strictement croissante de la largeur du canal (l_c)
- strictement décroissante :
 - du coefficient d'échange convectif (h)
 - de la conductivité thermique de l'échangeur (k_d)
- qui passe par un minimum pour une valeur du facteur de forme (a) de l'échangeur ; cette grandeur étant définie comme étant le rapport de la largeur des ailettes sur la largeur des canaux.

Dans ces conditions établies, la figure 40 présente cette loi de variation.

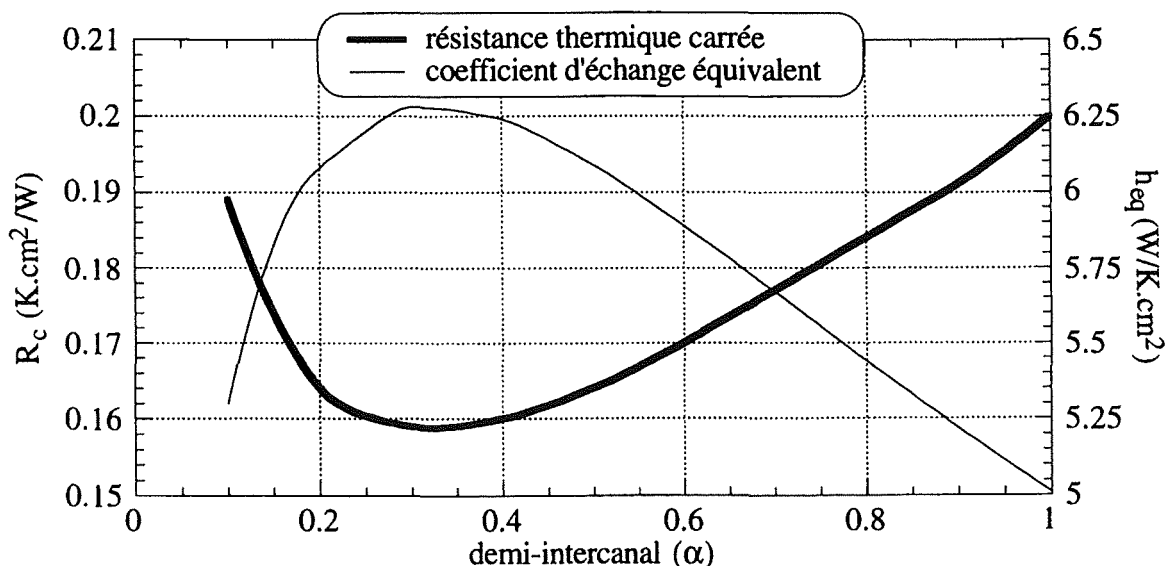


Figure 40 : Evolution de $R_{c_{\text{éq}}}$ et $h_{\text{éq}}$ en fonction de a
(avec $k_d=360W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$, $h=1.W \cdot m^{-1} \cdot cm^{-2}$, $l_c=0.5mm$ et $D=10$)

La méthode de description thermique des dispositifs multicanaux proposée répond à notre objectif de développement d'outils de conception de modules de puissance avec

refroidissement intégré. Elle souffre sur le plan physique de restrictions liées au principe même de la transformation effectuée. En effet, elle ne peut, par définition, quantifier l'influence des ailettes sur l'effet d'épanouissement puisque ce dernier est calculé en échange plan avec le coefficient d'échange convectif équivalent. Cette restriction est en pratique de très faible importance avec les coefficients d'échanges rencontrés dans les microcanaux en convection forcée simple phase.

II.2 - La convection double phase :

Nous venons de voir qu'il est possible d'obtenir des résistances thermiques faibles en utilisant des micro échangeurs simple phase. Cependant, les performances de ces échangeurs sont liées au débit volumique relativement important du fluide caloporteur et sont également proportionnelles au coefficient de frottement de l'écoulement.

En utilisant les propriétés thermiques d'un fluide en ébullition, on peut obtenir un coefficient d'échange similaire voir supérieur tout en limitant le débit et donc la perte de pression. L'objet de cette partie est de présenter l'apport du mode de transfert de chaleur en ébullition, et de déterminer les conditions et les limites de fonctionnement de ce type d'échangeurs.

En présence d'un écoulement interne diphasique, la phase liquide et la phase vapeur cohabitent. L'écoulement résultant est généralement plus complexe à analyser que les écoulements simple phase. En plus des traditionnelles forces de viscosité, d'inertie, de pression régissant les écoulements simple phase, il est nécessaire de tenir compte de la tension superficielle, et surtout de l'interface liquide - vapeur. En effet, la morphologie du mélange liquide - vapeur joue un rôle très important dans la modélisation du transfert de chaleur. Dans ses travaux de thèse L.Meysenc [19] a fait l'état de l'art de la modélisation d'un fluide diphasique dans des canaux de petits diamètres.

Lorsque la température du fluide atteint la température de saturation, on est en présence d'un transfert de chaleur en ébullition en convection forcée. A partir de là, la configuration de l'écoulement devient importante pour caractériser l'échange thermique. Dans la littérature, on trouve généralement cinq régimes d'écoulement déterminés à partir de cartes (Fig.41). On cite en particulier les plus employés, celles de HEWITT et ROBERTS [25] pour les écoulements verticaux ascendants et celle de TAITEL et DUCKER [26] pour les écoulements horizontaux.

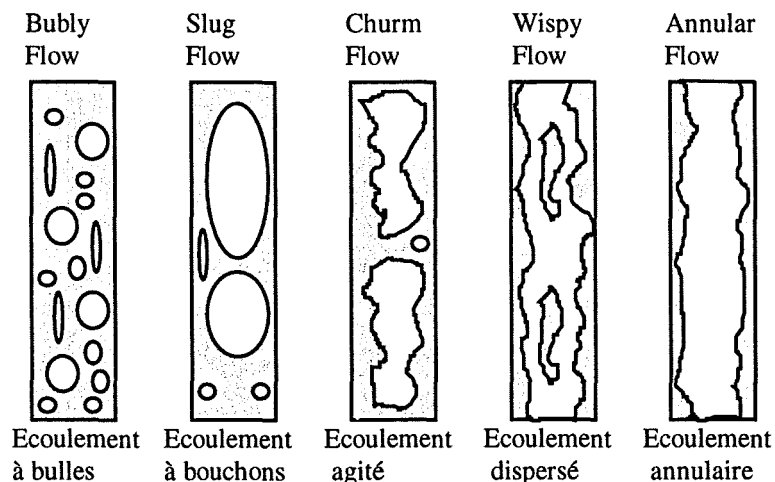


Figure 41 : Représentation des régimes en écoulements verticaux

Ces régimes d'écoulements sont observés dans des canaux de grande taille. K. CORNWELL [27], à partir de visualisation d'écoulements diphasiques en petits canaux, observe quatre régimes différents qu'il dénomme, Isolated Bubble (IB), Confined Bubble (CB), Annular Slug Flow (ASF) et Partial Dryout (PD) (Fig.42).

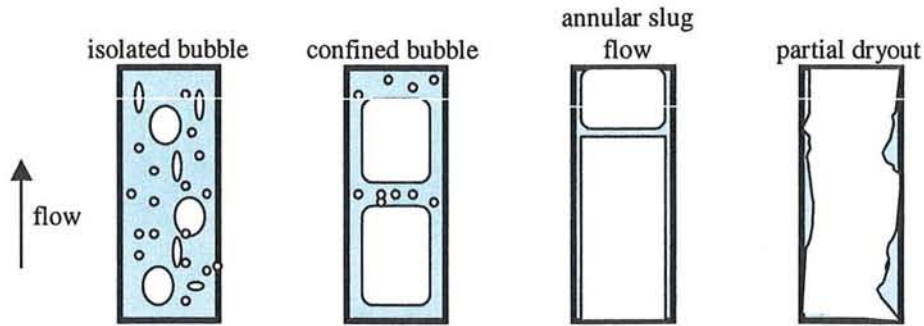


Figure 42 : Régimes d'écoulements en petits canaux

Dans le cas d'un régime à bulles isolées (IB), le transfert de chaleur est principalement dû à la nucléation alors que pour les trois autres cas la convection intervient. P.A KEW [28] montre que l'épaisseur de la couche liquide prisonnière entre les bulles et la paroi, les fortes turbulences dans les zones liquides ainsi que l'épaisseur de la paroi influencent également le transfert de chaleur pour ces régimes.

Cet auteur rapporte que l'écoulement diphasique en petits canaux est intermittent et présente des pulsations. Les amplitudes de ces pulsations sont proportionnelles à la perte de pression moyenne concédée dans l'échangeur. Ce même phénomène est également constaté par M.R. ALIGOODARZ [29] qui note que les caractéristiques de l'écoulement et le transfert de chaleur sont constantes en moyenne dans le temps. Il montre que la corrélation de COOPER [30] relative à l'ébullition nucléée en vase est la plus précise pour prédire le coefficient d'échange en ébullition convective dans des petits canaux, concluant que dans le cas d'écoulements instables et confinés, la naissance des bulles et les turbulences locales de liquides sont prépondérantes, phénomènes semblables à de l'ébullition en vase. De ce fait les corrélations généralement employées en ébullition convective surestiment le coefficient d'échange pour les forts titres thermodynamiques, là où les effets convectifs sont supposés prédominants.

II.2.1 Transfert de chaleur lors d'un changement de phase

Un fluide circulant dans un tube soumis à un flux de chaleur uniformément réparti sur sa paroi, voit sa température augmenter linéairement avec sa position par rapport à l'entrée du tube. Lorsque la température du fluide atteint la température de saturation, le fluide entre en ébullition. Le fluide passe progressivement d'un état liquide vers l'état gazeux. Cette transformation est isotherme, le mélange liquide vapeur reste à température constante et le fluide est dit saturé. Lorsque la totalité du fluide est vaporisé, la vapeur subit à nouveau une élévation de température : il ne s'agit plus d'un fluide saturé mais de vapeur surchauffée.

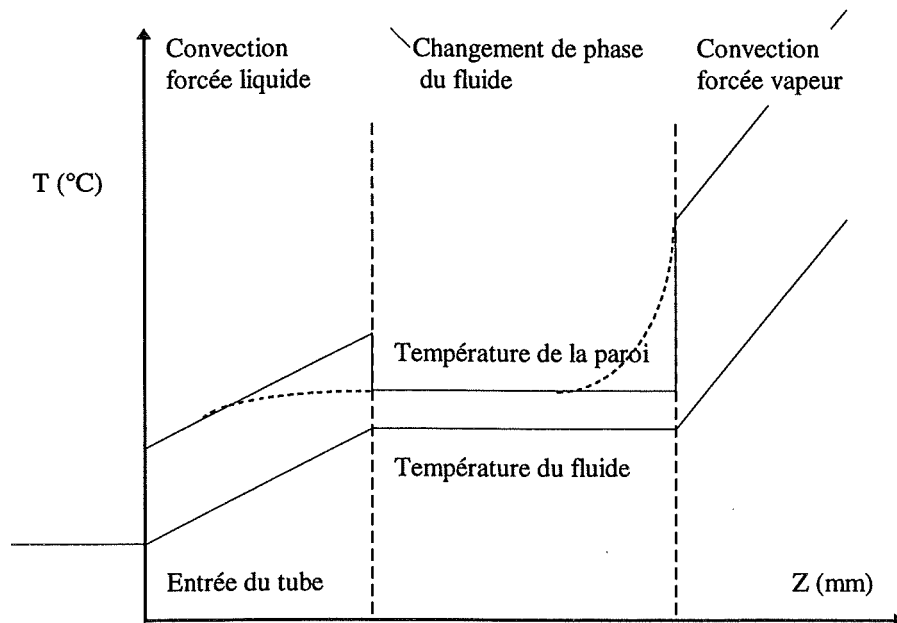


Figure 43 : Diagramme des températures théoriques d'un tube uniformément chauffé

Le coefficient d'échange entre la paroi et l'écoulement de vapeur est faible devant le coefficient d'échange en ébullition. En pratique, la présence d'ébullition sous refroidie et la dégradation du coefficient d'échange en ébullition pour les fortes quantités de vapeur suppriment les deux discontinuités dans la courbe représentant la température de paroi.

Les transferts de chaleur en ébullition convective font l'objet d'études depuis une cinquantaine d'années [31]. La majeure partie des investigations réalisées porte sur des problèmes liés à la réfrigération, la climatisation, au nucléaire et à l'industrie chimique. A ce titre, il s'agit presque dans tous les cas d'équipements fonctionnant avec des densités de flux inférieures à 100 W/cm^2 et les corrélations résultantes ont été vérifiées dans ces conditions. Même si pour notre part, les densités de puissance mises en jeu sont largement supérieures, l'analyse de ces corrélations et des modèles de transfert de chaleur permet de mettre en avant les principaux phénomènes.

L'étude des transferts de chaleur en régime diphasique est complexe. En plus des changements de régimes d'écoulement, se superposent également des changements des mécanismes d'ébullition. Pour exemple, la figure 44 montre les différents régimes thermiques et hydrauliques d'un écoulement vertical ascendant dans un tube uniformément chauffé.

Il n'existe pas de modèle entièrement analytique pour représenter le transfert de chaleur dans ces conditions. En général, on utilise des modèles approchés tirés de l'expérimentation et de l'interprétation physique des phénomènes constatés. On distingue dans la littérature trois catégories de représentation de ces échanges :

- les modèles de superposition,
- les modèles d'intensification,
- les modèles asymptotiques.

Il apparaît évident que le transfert de chaleur en ébullition convective résulte de la combinaison de deux modes d'échange, la convection et la nucléation. Les différences entre les précédents modèles énoncés sont dues à la façon de coupler ces deux principes.

Dans le cas d'un modèle de superposition, le coefficient d'échange global est tout simplement la somme du coefficient d'échange dû à la convection (h_c) avec celui dû à la nucléation (h_{nb}) :

$$h_{tp} = h_c + h_{nb}.$$

Cette représentation du transfert de chaleur est sans aucun doute celle qui paraît la plus naturelle. Les corrélations les plus connues basées sur ce modèle sont celles de CHEN [32] et de GUNGOR et WINTERTON [33].

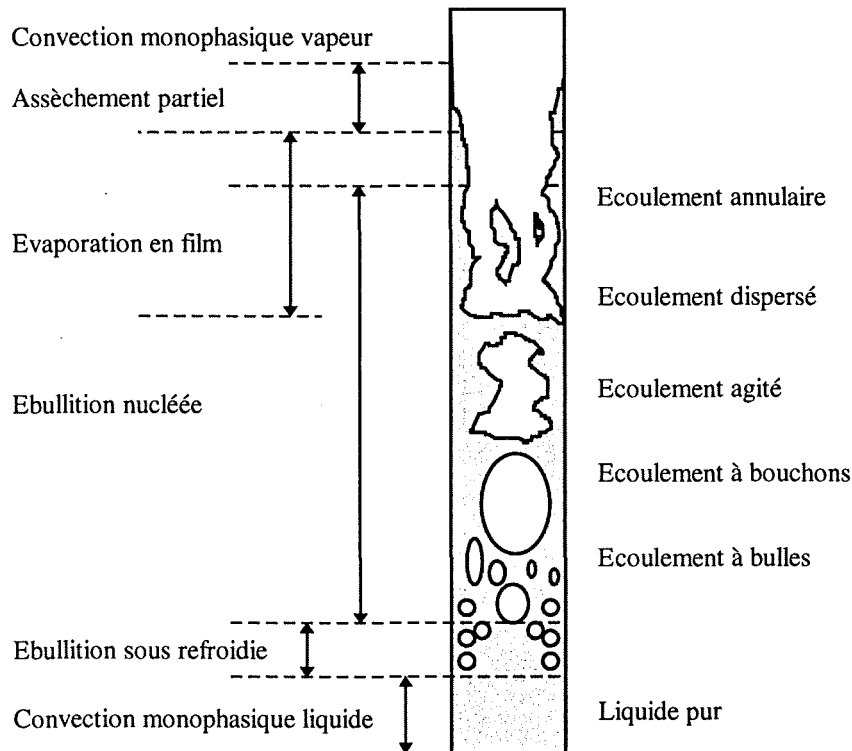


Figure 44 : Régimes d'écoulements et mécanismes de transfert dans un tube vertical uniformément chauffé - $D > 10$ mm

Dans le cas du modèle d'intensification, le coefficient d'échange global est obtenu à partir du coefficient d'échange de la phase liquide seule, multiplié par un nombre qui introduit l'ébullition.

$$h_{tp} = E h_l$$

On peut citer, en particulier, les corrélations de GUNGOR et WINTERTON [33] et SHAH [34]. Les modèles asymptotiques, quant à eux, issus de développements récents, offrent la possibilité de privilégier l'un ou l'autre des modes de transfert :

$$h_{tp}^n = h_c^n + h_{nb}^n \quad \text{avec} \quad 1 \leq n \leq 3.$$

II.2.2 - Ebullition convective dans des petits canaux

Dans des petits canaux, il existe une différence fondamentale par rapport aux conditions d'établissement des corrélations précédemment citées. Lors de l'ébullition, la taille d'une bulle peut être supérieure à la section de passage du tube.

On considère généralement que lorsque le nombre de confinement (Co), rapport du diamètre de détachement d'une bulle sur le diamètre du tube, est supérieur à 0,5, les effets dus aux confinements influencent le transfert de chaleur.

$$Co = \frac{\left(\frac{\sigma}{g(\rho_l - \rho_v)} \right)^{0,5}}{D_h}$$

A titre d'exemple, pour de l'eau saturée à pression atmosphérique, on commence à parler de confinement à partir de tubes de diamètre inférieur à 5 mm.

KASZA et al [35], ont observé l'ébullition de l'eau dans des canaux de 3 mm à l'aide d'une caméra ultra rapide et d'un zoom ($G = 50$). Ils observent des différences importantes par rapport aux régimes d'ébullition couramment répertoriés dans des canaux de taille supérieure. Etant donné que les bulles sont du même ordre de grandeur que la section du canal, elles tendent à coalescer pour donner un écoulement du type écoulement à bouchons. Ils émettent l'hypothèse que le confinement d'un film liquide contre les parois par les bulles améliore le transfert de chaleur en augmentant le nombre de sites actifs et la fréquence de déclenchement de la naissance des bulles. Cependant, au regard des résultats rapportés par plusieurs autres auteurs traitant de l'ébullition convective dans des petits canaux, cette amélioration du transfert n'apparaît pas clairement.

TRAN et al [36] étudient l'ébullition de deux réfrigérants (R-12 et R-113) dans des canaux rectangulaires de diamètre hydraulique égal à 2,4 mm. Dans un premier temps, ils remarquent que l'ébullition apparaît pour des surchauffes de parois largement inférieures à celles estimées par les corrélations classiques. Les coefficients d'échange mesurés sont indépendants du titre thermodynamique et indépendant du débit massique. Le coefficient d'échange est donc essentiellement dû à la nucléation, les effets convectifs étant minimes.

Aussi, ils corrèlent leurs résultats en utilisant le nombre de Weber au lieu du nombre de Reynolds, privilégiant ainsi la tension superficielle au dépend de la viscosité.

$$h_p = (8,4 \cdot 10^{-5}) (Bo^2 We_l)^{0,3} \left(\frac{\rho_l}{\rho_v} \right)^{-0,4}$$

Cette formulation suggère que la constante doit être réajustée pour chaque fluide.

Dans des canaux de petite taille, la nucléation prend une part prépondérante dans les mécanismes de transfert de chaleur entre la paroi et le fluide. On a vu que certaines publications proposent de ne pas tenir compte de la convection alors que d'autres l'introduisent modérément sous diverses formes. La corrélation de COOPER [30], tout comme celle de GORENFLO [37] permet d'obtenir simplement le coefficient d'échange lorsque le fluide est saturé. Même si les effets convectifs sont négligés, l'erreur commise reste dans tous les cas inférieure à 30%. Pratiquement indépendant du débit massique et du titre, le coefficient d'échange dépend principalement de la densité de flux appliquée sur les parois et de la pression. Il existe également quelques corrélations récentes, établies spécifiquement pour les petits canaux, qui prennent en compte la contribution de la convection. Cependant, leur validité hors du domaine dans lequel elles ont été établies reste à vérifier.

Pour les applications qui nous concernent, le comportement de l'échangeur à faible densité de flux, ne présente guère d'intérêt car le risque de destruction du composant est quasiment nul, dans ces conditions, on préfère s'attarder sur une caractérisation plus fine de son comportement pour les fortes densités de flux, valeurs pour lesquelles la nucléation est prépondérante.

III.2.3 Flux critique des écoulements diphasiques dans des petits canaux :

Les termes flux critique (CHF critical heat flux) ou "burnout" sont utilisés pour décrire les conditions pour lesquelles le coefficient d'échange se dégrade brutalement à cause d'un changement des mécanismes de transfert de chaleur. La valeur du flux critique d'un écoulement dépend principalement du titre, du débit massique, du sous refroidissement en entrée ainsi que des propriétés du fluide. Selon les auteurs, les configurations pour lesquelles se produit cette dégradation du transfert de chaleur sont classées en un nombre variable de groupes. Malgré de nombreuses études à ce sujet, les phénomènes physiques mis en jeu ne sont toujours pas très bien compris.

Pour des écoulements sous refroidis ou des faibles titres massiques, cette transition correspond à un changement du mécanisme d'ébullition, qui trouve son origine suivant divers hypothèses variant selon les auteurs (Fig.45). Ce flux critique est dénommé dans la littérature DNB (departure from nucleate boiling).

Nous nous attardons uniquement au cas de flux critique à faibles titres et à faibles débits massiques puisque seules ces conditions sont rencontrées dans les applications qui nous concernent. En sous refroidissement ou pour des faibles titres massiques, l'écoulement est typiquement dans une configuration à bulles ou à bouchons. Dans ces conditions, trois mécanismes sont susceptibles d'entraîner l'apparition du flux critique (figure 45).

Le premier est associé à l'apparition d'une micro couche liquide à l'interface entre la paroi et la naissance d'une bulle. L'évaporation de cette micro couche va laisser une portion de la paroi complètement sèche, augmentant ainsi la température, donc la taille des bulles, jusqu'à divergence.

Le deuxième mécanisme a été constaté en présence d'écoulements faiblement sous refroidis. Les bulles sont concentrées dans une couche proche de la périphérie des canaux. Si la concentration des bulles et leurs tailles deviennent suffisamment importantes, alors le liquide piégé entre cette couche et la paroi va s'évaporer entraînant un assèchement.

Le dernier mécanisme couramment constaté apparaît en présence d'un écoulement à bouchons. Si le flux appliqué sur les parois du canal est suffisamment élevé, le film liquide présent entre la bulle et la paroi va s'évaporer, laissant ainsi la bulle isoler la paroi.

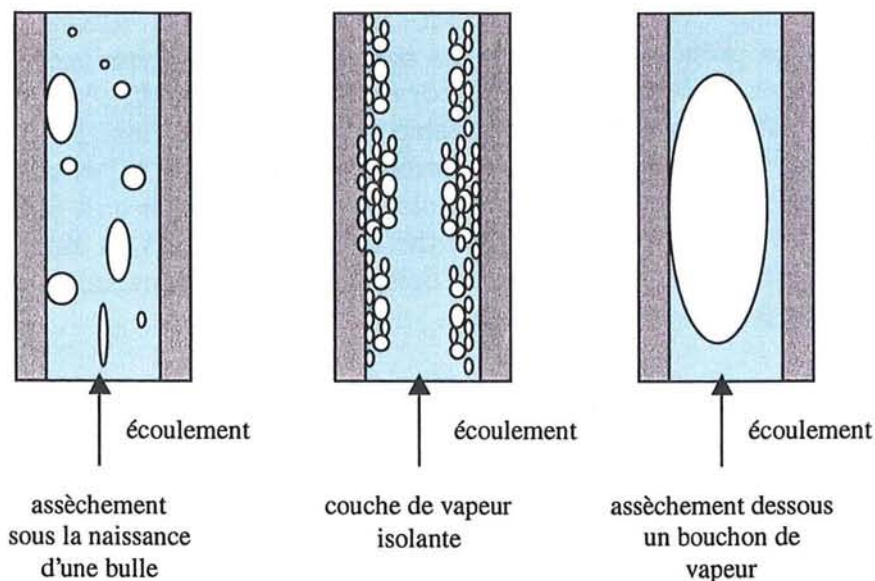


Figure 45 : Représentation des causes d'assèchement

Il n'existe pas de corrélation de flux critique générale établie spécialement pour les canaux de petite section. Cependant, on trouve des publications ou les corrélations les plus connues, **KATTO** [38] [39], sont comparées à des mesures relatives aux petits canaux.

En particulier, **KURETA** et al [40] étudient l'influence du diamètre et de la longueur des tubes sur le flux critique d'un écoulement d'eau à pression atmosphérique dans des tubes de 2,2 mm, 4 mm, et 6 mm. Une partie de ces travaux se rapporte directement à nos cas de figures puisqu'ils traitent les cas de flux critiques à faibles titres ou en sous refroidissement.

Ils constatent que la diminution du diamètre augmente la valeur du flux critique dans la mesure où celui-ci est inférieur à 5 mm. Au-dessus de cette valeur, les effets de la diminution du diamètre sont minimes.

D'une manière générale, la diminution du rapport L/D augmente le flux critique, cette constatation étant particulièrement évidente pour des grands débits massiques dans des petits diamètres et pour des faibles débits massiques dans des grands diamètres.

Dans le cas de tubes de 2,2 mm, le flux critique est supérieur à 200 W/cm^2 pour un débit massique surfacique de 200 kg/s/m^2 . On verra par la suite que cette valeur autorise des densités de flux dissipées par le composant supérieures à 500 W/cm^2 .

Les phénomènes mis en jeu lors de l'apparition du flux critique ne sont pas encore bien compris, la tension superficielle et l'angle de mouillage semblent tenir un rôle fondamental. Cependant, pour les applications qui nous concernent, l'écoulement est toujours à faible titre massique. Dans ces conditions, les corrélations de **KATTO** [38] peuvent être utilisées en s'assurant de respecter leur domaine de validité. Les corrélations de **SHAH** [34] dont le domaine de validité est plus large, à conditions identiques, donnent des valeurs de CHF inférieures à celle de **KATTO**. Ces deux corrélations seront donc employées par suite pour estimer les CHF des configurations étudiées.

II. 2. 4 Dimensionnement et réalisation d'un échangeur double phase

Les méthodes de calcul de la chute de pression, du coefficient d'échange, de la densité de flux critique sont désormais connues. Les corrélations et les modèles retenus sont ceux qui reflètent le mieux les phénomènes spécifiques aux écoulements diphasiques dans les petits canaux. Ainsi, on a vu que le transfert de chaleur est principalement dû à la nucléation, que la perte de pression par frottement est négligeable devant l'accélération. La densité de flux critique reste le point le plus délicat. Les corrélations de **KATTO**[38] et de **SHAH** [34] la prédisent à peu près correctement pour des écoulements sous refroidis ou à faibles titres alors qu'elles tendent à surestimer le CHF pour des titres plus élevés. Lors du dimensionnement d'un échangeur, il conviendra d'introduire un coefficient de sécurité couvrant la marge d'erreur éventuellement introduite par ces corrélations.

La plupart des échangeurs décrits dans les publications précédemment citées sont constitués de canaux de section circulaire. D'un point de vue pratique, cette section est certainement la plus facile à usiner. Cependant, outre ce critère technologique, cette section présente en écoulement diphasique également quelques avantages d'un point de vue thermique.

Le transfert de chaleur est essentiellement dû à la nucléation. De ce fait, le coefficient d'échange est proportionnel à la densité de flux appliquée sur les parois des canaux. Augmenter la surface d'échange comme pour les échangeurs monophasiques conduit ici à diminuer le coefficient d'échange qui est une fonction croissante du flux.

La diminution de la résistance thermique totale, qui maintenant s'exprime par :

$$R_{th} = \frac{l}{h_p S}$$

ne pourra plus être effectuée en augmentant séparément h_p et S car ces deux termes sont liés. Il en résulte que l'utilisation de sections rectangulaires pénalise le coefficient d'échange et dégrade la répartition du flux sur la périphérie des canaux, augmentant par la même le risque de CHF local.

Comme pour les échangeurs simple phase, une optimisation a été menée par [18] et [19] afin de déterminer en fonction des lois d'échanges définies précédemment et de leurs limites, une géométrie limitée par la taille d'une puce d'IGBT. Cette optimisation a par conséquent porté sur un réseau de micro canaux circulaires.

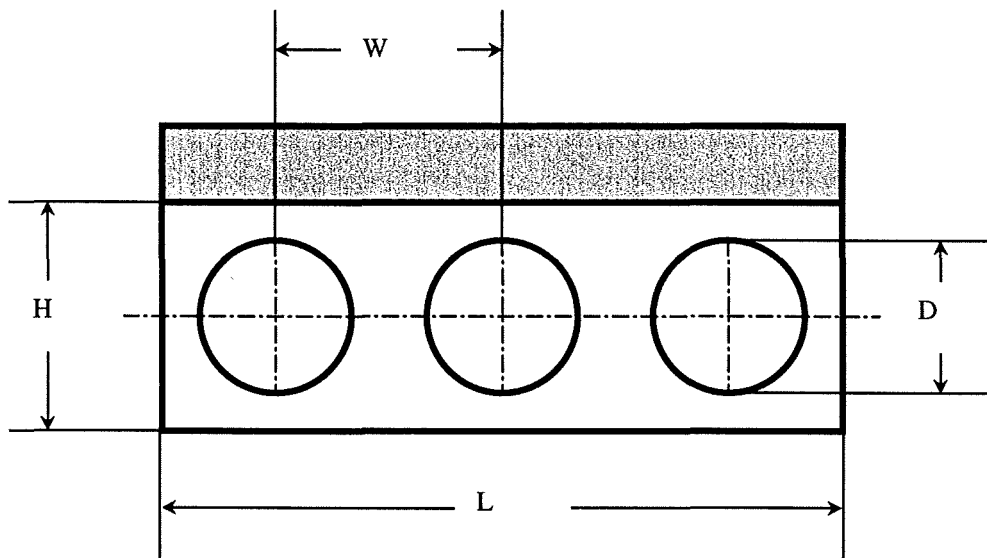


Figure 46 : Vue en coupe du réseau de canaux.

En respectant les règles de dimensionnement, on réalise un échangeur issu de la méthode l'optimisation évoquée précédemment.

Les caractéristiques sont présentées dans le tableau ci après.

Taille de la puce	14 x 14 mm ²
Longueur des canaux : L	16 mm
Diamètre des canaux : D	2 mm
Rapport a = W/D-1	0,2
Nombre de canaux	6
Hauteur de l'échangeur : H	4 mm

Figure 47 : Caractéristique de l'échangeur mono puce

Une vue en coupe du prototype est présentée figure 48.

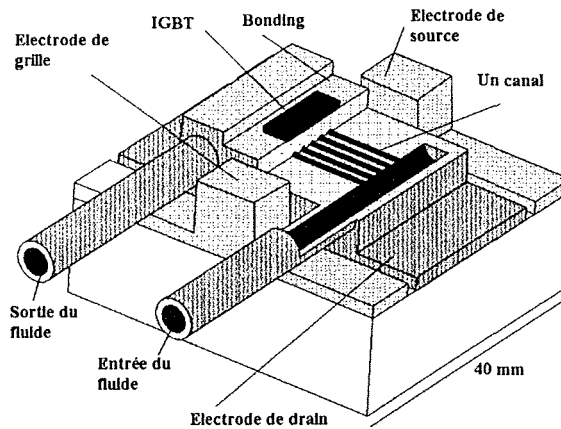


Figure 48 : Vue en coupe du prototype mono puce

Un travail de caractérisation du prototype et de validation des lois d'échanges a été effectué par L.Meysenc dans sa thèse [19]. Ces essais ont été successivement menés avec, comme fluide caloporteur, de l'eau industrielle et des fluors inertes.

Pour un refroidissement à eau, l'évolution de la température de jonction est relativement bien prédite par la formulation de COOPER [30]. On distingue clairement les zones relatives aux deux mécanismes de transfert - convection forcée simple phase et ébullition nucléée. La courbe théorique présente une rupture de pente beaucoup plus importante car le modèle utilisé ne prend pas en compte l'ébullition sous-refroidie (Figure 49). Le coefficient d'échange (Figure 50) en régime d'ébullition nucléée est prédit par la formule de COOPER avec une erreur inférieure à 30%. Une erreur de trente pour-cent sur le coefficient d'échange entraîne une erreur beaucoup plus faible sur la température de jonction puisque cette dernière dépend également fortement de la température de saturation. Choisir une température de saturation élevée minimise l'erreur d'estimation de la température du silicium.

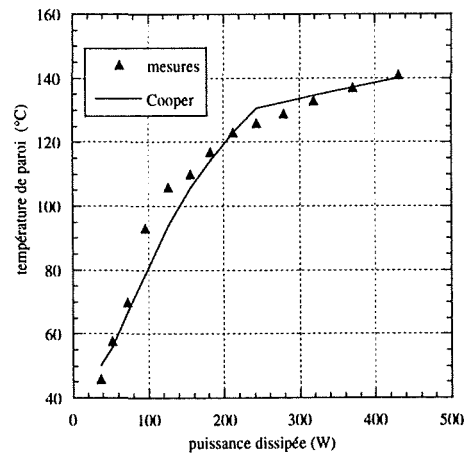


Figure 49 : Température de jonction de l'IGBT en fonction de la puissance dissipée

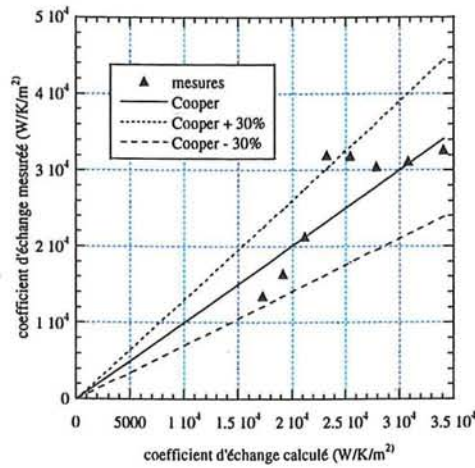


Figure 50 : Comparaison entre les mesures du coefficient d'échange et les valeurs données par la corrélation de COOPER

Ce même prototype est testé avec un liquide isolant électrique, le Fluorinert FC 72, liquide qui entre en ébullition à 56°C à la pression atmosphérique. Compte tenu de sa chaleur latente de vaporisation plus de vingt cinq fois plus faible que celle de l'eau, il est nécessaire d'augmenter considérablement le débit si l'on désire limiter le titre thermodynamique en sortie à des valeurs inférieures à 0,2.

Contrairement à la caractéristique précédente, on peut constater sur la figure 51 que la transition entre les deux mécanismes de transfert n'apparaît pas clairement. Les effets convectifs ne sont plus négligeables dans ce cas, et on observe d'ailleurs que la formulation de COOPER tend à sous estimer la valeur du coefficient d'échange (Figures 52).

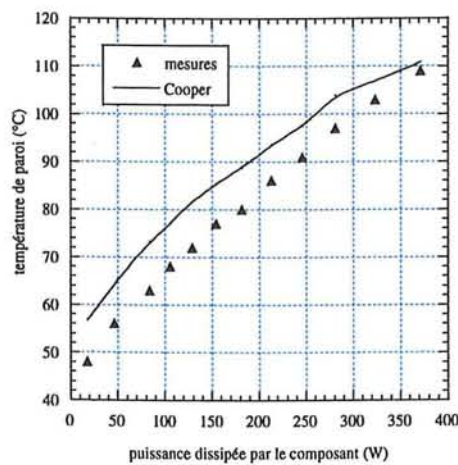


Figure 51 : Température de jonction du silicium en fonction de la puissance dissipée

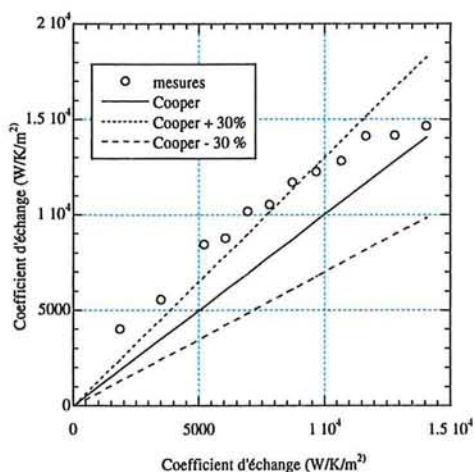


Figure 52: Comparaison entre les mesures du coefficient d'échange et les valeurs données par la corrélation de COOPER [30]

Dans des petits canaux, les phénomènes mis en jeu lors du transfert de chaleur en ébullition convective sont sensiblement différents de ceux rencontrés dans des canaux de tailles supérieures.

Le coefficient d'échange global est pratiquement égal au coefficient d'échange dû à l'ébullition nucléée seule, la contribution de convection étant dans la plupart des cas minimales.

La perte de pression concédée est essentiellement due à l'accélération et peut être prédit à l'aide du modèle homogène. Pour des canaux de très petites tailles, l'écoulement peut devenir compressible, et la perte de pression peut augmenter considérablement. Ce phénomène n'est quasiment jamais constaté dans des canaux de diamètre supérieur à un millimètre.

A partir d'une méthodologie de dimensionnement adaptée aux composants de puissance, il ressort qu'il n'est pas utile de diminuer outre mesure le diamètre des canaux : le diamètre minimal étant principalement lié à la chute de pression maximale admissible.

Avec la réalisation d'un prototype, nous avons pu étudier le comportement d'une puce d'IGBT Siemens 1600 V - 50 A et de 1.44cm^2 . Il est possible d'évacuer 450 W avec une élévation de température inférieure à 40°C . Cette performance doit quand même être pondérée par le fait que toute la boucle hydraulique est au potentiel du drain de l'IGBT. Pour une utilisation industrielle, il est nécessaire d'insérer une plaque isolante entre la puce et l'échangeur ou de désioniser l'eau. La première solution dégrade quelque peu les performances thermiques, la deuxième augmente le coût de mise en œuvre.

Ce même prototype est également testé avec un fluide frigorigène, le fluorinert FC 72. Aux vues des résultats, il apparaît que ce type fluide n'est pas adapté aux configurations de fortes puissances. Le débit utile entraîne des chutes de pression trop importantes, et le diamètre doit être considérablement augmenté, limitant ainsi l'intérêt du dispositif. En revanche, pour les applications où la puissance dissipée reste inférieure à 250 W, cette solution est intéressante et simple de mise en œuvre ($\Delta T = 41^\circ\text{C}$ pour 250 W), le FC 72 étant un liquide diélectrique.

III – Conclusion du chapitre II

Le calibre intensité d'un composant de puissance est déterminé par les caractéristiques thermiques de support sur lequel il est reporté et par son refroidisseur. La résistance thermique est la seule grandeur que l'utilisateur a, à sa disposition, pour estimer les performances thermiques et en déduire un calibre intensité. Cette approche est limitée sur plusieurs aspects. Tout d'abord, tout est fait dans les assemblages de puissance pour que le flux de chaleur dissipé par le composant s'épanouisse rapidement. Cette diffusion latérale de la chaleur se traduit pour la surface du composant par des gradients latéraux de température de plusieurs dizaines de degrés, qui vis à vis d'une température moyenne de l'ordre d'une centaine de degrés, ne peuvent être négligés.

Pour les modules de puissance, constitués de plusieurs composants associés en parallèles, la notion de résistance thermique est encore plus discutable. Elle sous-entend tout à la fois que la répartition des courants dans le module est parfaite, que la dissipation des composants est identique et enfin que malgré la proximité de ceux-ci, qu'il n'y a pas d'effets de couplage thermique mutuel entre eux. Nous pensons avoir montré que la complexité des effets thermiques dans ces assemblages ne peut se résumer à la définition d'une grandeur scalaire.

Enfin et ce n'est pas la moindre des remarques, la résistance thermique d'un module de puissance est directement liée aux caractéristiques du refroidisseur sur lequel il est monté et de quelle manière ce montage est fait. Sur un refroidisseur peu efficace sur le plan thermique, le flux de chaleur a tendance à s'épanouir plus largement qu'il ne le fait lorsque le module est monté sur un refroidissement à eau plus performant. Ce couplage entre le module et le refroidisseur est aussi influencé par l'interface qui les sépare, qui sur le plan thermique est très pénalisant. Ainsi on peut constater, à partir d'une étude rapide, que la taille des socles des modules actuellement commercialisés est dimensionnée pour des refroidisseurs de performances très moyennes et que lorsque ces derniers sont montés sur des structures de refroidissement performantes, plus de la moitié de la surface du socle est inutilisée.

L'ensemble de ces remarques montre combien il est important de dimensionner dès le début de la conception du module la structure de refroidissement adaptée à ce dernier et, le cas échéant, de l'intégrer au boîtier. C'est le travail que nous avons présenté dans la seconde partie de ce chapitre.

Les deux premières limitations thermiques rencontrées dans les montages classiques sont d'une part l'interface entre le boîtier et le refroidisseur et d'autre part l'échange convectif existant, in fine, entre l'extrémité du refroidisseur et l'air ou le fluide.

L'intégration du refroidisseur dans le socle du composant élimine l'interface entre ces derniers. Pour réduire l'effet lié à l'échange convectif, la solution proposée consiste à augmenter la surface d'échange. C'est l'objectif visé par la microthermie. Sur ce thème nous avons abordé les modes d'échanges simple phase et double phase en convection forcée.

En échange simple phase en convection forcée nous avons montré la faisabilité du principe et l'apport de ce mode de refroidissement qui permet de doubler le calibre intensité d'un composant. Cette technique est utilisée dans les développements en cours.

L'échange double phase en convection forcée est plus délicat à mettre en œuvre car le comportement thermique des micro canaux est moins uniforme. Le principal avantage de ce mode de refroidissement pour des composants à forte puissance dissipée vient du fait que la puissance hydraulique nécessaire est à performance thermique identique beaucoup plus faible que celle d'un échangeur simple phase.

IV - Bibliographie du chapitre II

- [1] **A.Tanaka and all**
3300V high power IGBT modules with high rebiality for traction application
EPE'97 proceedings pp 191- 201
- [2] **M. Hierholzer and all**
Improved characteristics of 3300V IGBT modules
EPE'97 proceedings pp 201 – 205
- [3] **A.B de Vriendt**
La transmission de la chaleur – Volumes 1 et 2
Edition Gaëtan Morin – Troisième édition – 1989
- [4] **Ch. Schaeffer**
Analyse des comportements électrique et thermique des interrupteurs de puissance à IGBT à technologie hybride
Thèse de doctorat de l'I.N.P de Grenoble – 30 janvier 1992
- [5] **S.Raël**
Méthodologie de conception des modules de puissance : étude électrothermique de l'association parallèle
Thèse de doctorat de l'I.N.P de Grenoble – 30 mai 1996
- [6] **Ch. Schaeffer and all**
Comportement électrothermique d'un composant IGBT : modélisation en 2D et validation expérimentale
Onde électrique, Volume 72, n°4, pp24-29 – juillet, août 1992
- [7] **S.Raël and all**
Electrothermal characterization of IGBT.
In IEEE-IAS'94 proc., pp.1269-1276.
- [8] **D. Baillivet**
Méthodologie de conception de boîtier ISOTOP :Caractérisation électrothermique de redresseur de puissance.
Mémoire de DEA de l'I.N.P de Grenoble – septembre 1995
- [9] **S.Rael, E.Clavel, Y.Maréchal, Ch.Schaeffer**
PMCM conception methodology : development of a 3D electrothermal simulation tool.
In EPE'95 proc., pp.117-1182 and in THERMINIC WORKSHOP'95.
- [10] **D.Baillivet, S.Rael, Ch.Schaeffer, B.Rivet, L.Dubrulle**
Etude des techniques d'assemblage dans la conception des modules de puissance : application à la mise en parallèle de diodes de puissance.
In IEEE-SOLDERING'95 proc., pp.429-436.

- [11] **S.Rael, D.Baillivet, Ch.Schaeffer**
Development of a conception methodology for power multi rectifier chips modules.
In IEEE-IAS'95 proc., pp.946-953.
- [12] **M.Vergnes, M. Hugon**
Caractérisation thermique du refroidisseur MODUCAL :
Analyse des résultats expérimentaux
Rapport de stage – ENSIEG/EP3 juin 1998
- [13] **A. Duncan, G.P. Peterson**
Review of microscale heat transfer
Applied Mechanics Review, Vol. 47, No. 9, September 1994
- [14] **D.B. Tuckerman**
Heat Transfer For Microstructures For Integrated Circuits
Stanford university - Ph. D., 1984
- [15] **D.B. Tuckerman, R.F. Pease**
High-Performances Heat Sinking For VLSI
IEEE Electron Devices letters, Vol. 2, No. 5, pp. 126-129, May 1981
- [16] **R.W. Keyes**
Heat Transfer in Forced Convection Through Fins
IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED 31, No. 9, 1984
- [17] **R.W. Knight, D.J. Hall, R.C. Jaeger**
Heat Sink Optimization with Application to Microchannels
IEEE Trans. Comp. Hybrids, Manufacturing Technologies,
Vol. 15, No. 5, pp 832-842, 1992
- [18] **S. Raël**
Conception de micro-échangeurs dédiés au refroidissement des composants
électroniques de puissance
Rapport post doctoral Juin 1997
- [19] **L. Meysenc**
Etude des micro-échangeurs intégrés pour le refroidissement des semiconducteurs de
puissance
Thèse de doctorat de l'I.N.P. de Grenoble soutenue le 16 février 1998
- [20] **A.Bricard**
Ecoulement et transfert de chaleur dans les micro canaux et les micro caloducs
Revue bibliographique – STI/LASP 95.01
- [21] **A.Bricard and all**
Conception et dimensionnement d'un micro échangeur diphasique pour le
refroidissement des composants de puissance.
Revue générale de thermique, N°36, Novembre 1997, pp149-156.

- [22] **L. Saludjan**
Optimisations en électrotechnique par algorithmes génétiques
Thèse de doctorat de l'INP. de Grenoble soutenue en 1997
- [23] **J. Taine, J.P. Petit**
Transferts thermiques et mécaniques des fluides anisothermes
Edition Dunod 1989, Chapitre XV, XVII.
- [24] **C.Gillot, L.Meysenc, C. Schaeffer, A. Bricard**
Integrated single and two phase micro heat sinks under IGBT chips
IEEE Industry Applications Society proceedings, October 1997.
- [25] **G. F. Hewitt, D. N. Roberts**
Studies of Two-Phase Flow Patterns by Simutaneous X-Ray and Flash Photography
AERE - M 2159, London, 1969
- [26] **Y. Taitel, A. E. Dukler**
Flow Regime Transitions for Vertical Upward Gas-Liquid Flow: A Preliminary
Approach Trough Physical Modeling
70th AIChE Meeting, New York, 1976
- [27] **K. Cornwell, A.P. Kew**
Compact Evaporators
Convective Flow and Boiling Conf., May 18-23, Kloster, Germany, (1997)
- [28] **P.A. Kew, K. Cornwell**
On Pressure Fluctuation During Boiling in Narrow Channels
Proceeding IH UIT National Heat Transfer Conference, Rome, pp 1327-1330, (1996)
- [29] **M.R. Aligoodarz, D.B.R. Kenning**
Flow Boiling in Narrow Channels
Proc. Eng. Fondation Conf., Convective Flow Boiling, Banff, April 29, May-5, Taloy
and Francis
- [30] **M. G. Cooper**
Nucleate Boiling Using Reduced Properties
Adv. in Heat Transfer, Vol. 16, p. 157-239, Academic Press, New York, 1984
- [31] **R. W. Lockart, R. C. Martinelli**
Proposed Correlations of Data for Isothermal Two-Phase, Two-Component Flow in
Pipes
Chem. Eng. Prog., Vol. 45, No. 1, pp 39 - 49, 1949
- [32] **J. C. Chen**
Correlation for Boiling Heat Transfer To Saturated Fluid in Convective Flow
Eng. Chem. Proc. Design and Dev., Vol. 5, No. 3, pp 322 - 329, 1966

- [33] **K.E. Gungor, R. H. K. Winterton**
A General Correlation for Flow Boiling in Tubes and Annuli
Int. J. Heat and Mass Transfer, Vol. 29, No. 3, pp 351-358, 1986
- [34] **M. M. Shah**
A Generalized Graphical Method for Prediction CHF in Uniformly Heated Vertical Tubes
Int. J. Heat Mass Transfer, Vol. 22, , pp 557 - 568, 1979
- [35] **K.E. Kasza, T. Didascalou, M. W. Wambsganss**
Microscale Flow Visualization of Nucleate Boiling in small Channels : Mechanisms Influencing Heat Transfer
Int. Conf. on Compact Heat Exchangers For the Processs Industries, pp 343-352, Juin 1997
- [36] **T. N. Tran, M. W. Wambsganss, D. M. France**
Small Circular and Rectangular Channel Boiling with Two Refrigerants
Int. J. Multiphase Flow, Vol. 22, No. 3, pp 485 - 498, 1996
- [37] **D. Gorenflo**
Pool Boiling
VDI Heat Atlas Section HA, VDI Verlag Dusseldorf, 1988
- [38] **Y. Katto**
Prediction of Critical Heat Flux for Annular Flow in Tubes Taking into Account the Critical Liquid Film Thickness Concept
Int. J. Heat Mass Transfer, Vol. 27, No. 6, pp 883-891, 1984
- [39] **Y. Katto**
A Generalized Correlation of Critical Heat Flux for the Forced Convective Boiling in Vertical Round Uniformly Heated Round Tubes
Int. J. Heat Mass Transfer, Vol. 21, , pp 1527 - 1542, 1979
- [40] **M. Kureta, K. Mishima, H. Hdeaki, K. Tasaka**
Effect of Diameter and Heated Length on Critical Heat Flux for Water Flowing in Small Diameter Tubes
Heat Transfer - Japanese Research, Vol. 23, No. 5, 1994

V - Nomenclature du chapitre II

a	rapport entre la distance entre deux canaux sur le diamètre	(-)
A	section de passage	(m ²)
Bo	nombre d'ébullition	(-)
Co	nombre de confinement	(-)
Cp	chaleur spécifique	(J kg ⁻¹ K ⁻¹)
D	diamètre des canaux	(m)
e _d	épaisseur du diffuseur	(m)
e, E	paramètres de calcul du coefficient de frottement	(-)
f, F	paramètres de calcul du coefficient de frottement	(-)
f	facteur de Fanning	(-)
G	vitesse massique surfacique	(kg m ⁻² s ⁻¹)
g	accélération verticale	(m s ⁻²)
H	hauteur de l'échangeur	(m)
h	coefficient d'échange	(W K ⁻¹ m ⁻²)
k	conductivité thermique	(W K ⁻¹ m ⁻¹)
L	longueur des canaux	(m)
L _v	chaleur latente de vaporisation	(J kg ⁻¹)
M	masse molaire	(g)
m	débit massique	(kg s ⁻¹)
n	nombre de canaux	(-)
n	exposant	(-)
Nu	nombre de Nusselt	(-)
P	puissance dissipée	(W)
p	pression	(Pa)
Pr	nombre de Prandtl	(-)
Q	débit volumique	(m ³ s ⁻¹)
R	rayon des canaux	(m)
Re	nombre de Reynolds	(-)
R _{th}	résistance thermique	(K W ⁻¹)
T	température	(K)
W	distance entre les axes de deux canaux	(m)
We	nombre de Weber	(-)

x	titre massique	(-)
xth	titre thermodynamique	(-)
z	axe longitudinal des canaux	(m)

symboles grecs

α	taux de vide	(-)
ϕ_{lo}	multiplicateur diphasique	(-)
φ	densité de flux de puissance	(W m ⁻²)
μ	viscosité dynamique	(N s m ⁻²)
ρ	masse volumique	(kg m ⁻³)
σ	tension superficielle	(N m ⁻¹)

indices

a	ailette
c	convection, composant
cri	critique
e	entrée
h	hydraulique, homogène
l	liquide
lo	liquide seul
nb	nucléation
p	paroi
r	réduite
s	sortie
sat	saturation
tp	diphasique
v	vapeur

DEUXIEME PARTIE

PROJET de RECHERCHE

Et

PROSPECTIVES

PROJET DE RECHERCHE ET PROSPECTIVE POUR UNE HAUTE INTEGRATION DES CONVERTISSEURS

Avant propos

L'orientation de nos travaux de recherches s'est jusqu'ici appuyée sur deux thèmes que nous avons toujours considérés comme capitaux et complémentaires pour engager l'électronique de puissance vers une démarche d'intégration. Cette orientation n'est pas une fin en soit. Elle répond à un double besoin exprimé par les utilisateurs et par les concepteurs de systèmes de puissance.

La demande des utilisateurs se résume à une augmentation des performances et de la fiabilité des produits tout en diminuant l'encombrement et le coût de ces derniers. Pour les concepteurs de systèmes, les performances intrinsèques des semiconducteurs de puissance demandent une maîtrise totale de leur environnement. Nous considérons qu'une démarche d'intégration, bien comprise, peut répondre à ces besoins. Pour ce faire, l'électronique de puissance doit, comme l'électronique l'a fait, évoluer vers une conception système. Dans cette réflexion, la conception et la réalisation technologiques des systèmes de puissance doivent se faire dès le départ en prenant en compte d'une part la dimension système, et d'autre part les nouvelles possibilités offertes par les technologies récentes. Avec cette approche, le champ d'étude et de recherche est immense et demande un savoir pluridisciplinaire qui couvre la physique des semiconducteurs, les phénomènes thermiques, une connaissance des matériaux et en clef de voûte une compétence technologique dans tous ces domaines pour, le moment venu, pouvoir réaliser un véhicule test et mettre à l'épreuve du concret une démarche scientifique. La réussite sur ce projet n'est envisageable qu'au sein d'une association de compétences et donc de laboratoires de recherches. C'est l'objectif que nous poursuivons en participant à l'élaboration d'un programme de Groupement de Recherche sur l'intégration de systèmes de puissance.

Notre contribution à ce programme est multiple. Elle correspond à la fois à la continuité des travaux entrepris jusqu'à présent et aux possibilités offertes par les compétences scientifiques et technologiques de l'environnement grenoblois. Pour présenter ces actions et définir notre projet de recherche, nous suivrons l'ordre chronologique des choses en abordant :

- ❖ le thème du silicium et les travaux effectués au Centre Inter universitaire de Microélectronique (CIME) et au LETI - CEA dans le département Microélectronique,
- ❖ le thème des phénomènes thermiques et notre collaboration avec le Groupement de recherche sur les échangeurs thermiques (Greth - CEA),
- ❖ notre partenariat avec LETI - CEA et plus particulièrement le département Micro Technologies avec lequel nous avons engagé une collaboration sur la conception de nouveaux boîtiers de puissance.

I – L'axe de recherche sur les semiconducteurs

I – 1 Bilan des travaux effectués :

Plus qu'une compétence proprement dite sur le fonctionnement des composants interrupteurs de puissance, nous avons, jusqu'à présent, voulu acquérir une connaissance du métier de fondeur pour non seulement mieux appréhender les spécificités de ce domaine mais aussi identifier les possibilités qu'il offre et positionner ses limites.

Notre activité dans ce domaine a débuté avec la collaboration précieuse de Jacques Arnould de la société IBS. Elle avait pour objet l'étude, la conception et la réalisation d'une diode de puissance haute tension. L'originalité de ces travaux était de réaliser la périphérie d'un composant avec des poches et de repousser les limites de tenue en tension de cette terminaison au-delà des 3 kV. Ces travaux ont fait l'objet de la thèse de Ngo Lethuy [1]. Plusieurs centaines de diodes ont été réalisées au CIME avec l'aide de J.M Terrot. Les meilleurs composants ont atteint une tenue en tension de plus de 3,5kV ce qui correspondait au cahier des charges fixé. Les acquis de ce travail sont multiples. Tout d'abord la réalisation de composants de puissance (à structure verticale) au CIME a été validée et nous a permis de suivre et de participer étape par étape au cheminement du composant. Bien que difficile à acquérir, cette connaissance des procédés technologiques est essentielle pour notre projet de recherche. Par ces travaux, nous avons pu mettre en évidence l'importance de la couche d'oxyde recouvrant la terminaison du composant. Des travaux complémentaires ont été effectués par C.Gillot dans le cadre de son DEA [2]. Enfin, une fois la périphérie de ce composant haute tension réalisée, nous nous sommes intéressés à la partie centrale du dispositif. Le thème du contrôle de l'injection et de la recombinaison de charges dans la zone de tenue en tension a été retenu. L'objectif de ces travaux était d'étudier l'apport de la technique de collage de plaques. Ces travaux menés en collaboration avec J. Boussey du LPCS ont fait l'objet du DEA de C.Perret [3]. Nous avons confirmé l'apport de cette technique pour la conception de composant de puissance. Un ensemble de caractérisation électrique, mécanique et thermique des interfaces obtenues est venu compléter les travaux effectués dans le domaine [4] [5] en vue d'utiliser cette technique pour d'autres applications comme celle de la réalisation de micro refroidisseur sur silicium (Thèse de C.Perret).

I – 2 Travaux en cours ou en projet :

Deux nouvelles techniques nous paraissent essentielles pour mener à bien notre projet d'intégration de systèmes de puissance. Il s'agit de la technique de collage de plaques évoquée précédemment et de la technique de gravure profonde. La première associe thermiquement, électriquement ou pas, deux tranches de semiconducteurs. La seconde permet d'isoler verticalement par des tranchées deux ou plusieurs composants entre eux. Plus généralement avec la maîtrise de ces deux techniques, nous considérons que la conception de systèmes de puissance doit quitter un monde principalement bidimensionnel pour s'ouvrir à une conception volumique dans lequel l'architecture peut être d'emblée tridimensionnelle.

C'est d'ores et déjà dans cette réflexion que nous participons aux travaux entrepris avec le LETI pour le compte de la société ST-Microelectronics. Les objectifs de ce projet sont multiples. En premier lieu, cette intégration monolithique vise à rendre compatible la commande du composant avec une logique bas niveau. Ensuite, cet organe de contrôle peut remplir une fonction de protection pour fiabiliser et sécuriser l'ensemble du système. La difficulté de la démarche, hormis les problèmes de compatibilités technologiques, se trouve dans l'isolation galvanique des deux sous-ensembles. Plusieurs techniques sont actuellement

éprouvées. L'une d'elle est justement l'isolation par gravure profonde. Ce projet, mené conjointement par B.Giffard et R.Perret, fait l'objet de la thèse de A.Dartigues.

L'intégration sur support silicium d'éléments passifs fait naturellement partie de ce projet. Dans le cadre du Groupement de Recherche « Intégration de Puissance » animé par P.Leturcq, l'équipe de JL Sanchez du LAAS a montré la faisabilité d'intégration de condensateurs [6]. Avec l'utilisation des techniques de gravures profondes, qui permettent d'augmenter les surfaces en regard, les capacités non linéaires obtenues sont de quelques dixièmes de nanofarad par cm². La première application envisagée est celle de l'intégration de circuit d'aide à la commutation pour un fonctionnement en mode thyristor Dual. Avec l'approche de conception système que nous développons, les possibilités offertes par cette nouvelle brique technologique, devront être exploitées pour contrôler les signaux de commande des composants à grille isolée en utilisant les résultats des travaux de thèse de L.Aubard [7]. Par ailleurs, comme nous l'avons évoqué précédemment dans notre rapport, nous pensons que l'association série de composants à grille sera un thème fort de ces prochaines années. L'utilisation de capacités non linéaires, avec possibilité de réglage de la caractéristique C(V), sera d'une aide précieuse pour intégrer un réseau d'équilibrage en tension. D'ores et déjà des travaux sont en cours au sein de notre équipe de recherche avec la thèse de P.O Jeannin et une réflexion plus large est engagée, à l'aide des outils de simulation développés au sein de nos collaborations, pour concevoir, en fonction de ces besoins, des capacités intégrées non linéaires adaptées à ces applications.

Enfin, nous finirons ce thème par l'action que nous venons d'engager avec la société ST-Microelectronics qui concerne les nouveaux matériaux semiconducteurs et plus précisément le Carbure de Silicium. Depuis plusieurs années maintenant, des actions sont engagées dans cette voie par les laboratoires de matériaux et de composants. Les résultats obtenus laissent envisager une utilisation rapide de ces composants dans des applications ciblées. Notre apport dans la collaboration tripartite que nous avons initiée avec le LETI et SGS Thomson sera de déterminer les applications dans lesquelles ces composants auront toute leur place et comment ils devront être associés à leur environnement pour qu'ils puissent être exploités au mieux. Les travaux de thèse de M.Coyaud que nous co-encadrons avec J.P Ferrieux concernent l'utilisation de diodes en carbure de silicium. Riches de nos précédentes expériences dans ce domaine [8] [9], nous orienterons ces travaux sur des applications à fortes contraintes thermiques telles que celles du véhicule hybride [10] et sur celles nécessitant des dynamiques rapides telles que les structures redresseurs à prélèvement de courant sinusoïdaux [11].

II – L'axe de recherche sur la thermique des composants de puissance

II – 1 Bilan des travaux effectués :

Les études thermiques que nous avons menées pendant nos travaux de thèse ont rapidement mis en évidence les deux principales limitations de l'écoulement de la chaleur dans les assemblages des composants de puissance. Ce sont d'une part l'interface qui existe entre le boîtier et le refroidisseur et d'autre part l'échangeur convectif qui termine systématiquement tout transfert de chaleur. Pour améliorer les performances thermiques des assemblages de puissance deux orientations étaient possibles. Elles correspondent aux sujets des thèses de S.Raël [12] et de L.Meysenc [13]. L'objectif étant d'augmenter la surface de passage et d'échange du flux thermique, nous avons commencé par augmenter la taille de la source de dissipation. Pour un électricien, cela se traduit par une association de composants élémentaires, série ou parallèle, suivant des critères électriques. Nous ne reviendrons pas sur les difficultés de répartitions des grandeurs électriques qui ont été traitées au chapitre II de ce mémoire. La seconde solution consiste à éliminer l'interface boîtier radiateur et à augmenter la surface d'échange sur laquelle s'effectue l'échange convectif. Cela se traduit par l'intégration dans le composant de micro échangeurs.

II – 2 Travaux en cours ou en projet :

Les travaux de thèse de S.Raël ont confirmé l'intérêt que présente la démarche d'association. Si nous nous sommes plus particulièrement orientés sur la mise en parallèle, nous pouvons, avec la méthodologie mise en place, envisager d'étendre cette démarche à la mise en série. Les travaux de J.L.Schanen et P.O Jeannin vont d'ailleurs dans ce sens.

Sur le thème de la microthermie, deux actions sont en cours pour étendre les résultats obtenus par L.Meysenc et S.Raël [14].

Les travaux de thèse de C.Gillot visent à étendre, avec une technologie d'assemblage traditionnelle, les résultats obtenus sur un composant à des modules de puissance, voire à un convertisseur complet. Une conception optimale de ce type d'assemblage (figure 41) permet de faire dissiper aux IGBT une puissance de 300W et aux diodes 150W ce qui double le pouvoir d'évacuation classiquement rencontré.

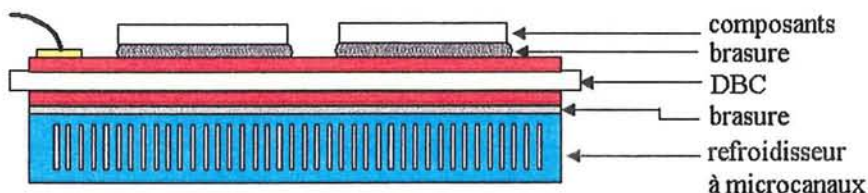


Figure 41 : Module à refroidissement simple face

Sur le plan thermique, la densité de puissance dissipée par les composants est de l'ordre de 200 W. cm⁻² pour une élévation de température de 60 °C environ. Comme nous pouvons le

constater, cette conception peut se traduire par une diminution de l'élévation de température des composants et indirectement par une augmentation de sa fiabilité.

Un autre type d'application est concerné par ce genre de performances thermiques. Il s'agit de celui dans le quel l'environnement thermique impose de fortes contraintes telle que celle qui consiste à refroidir un convertisseur avec un fluide caloporteur relativement chaud (par exemple 80°C). Ce projet effectué en collaboration avec la société PSA fait l'objet du DEA [10] et de la thèse de K.Outtarra. L'amélioration des performances thermiques de cet assemblage passe par un refroidissement double face des composants. Se pose alors le problème des connexions de la face avant des composants. Nous aborderons ce développement dans la troisième et dernière partie de notre prospective.

La seconde action en cours vise à intégrer dans le composant une structure de micro canaux. Ces travaux font l'objet de la thèse de C.Perret. Bien que la conductivité thermique du silicium soit plus faible que celle du cuivre, les avantages de cette orientation sont nombreux. On peut retenir que cette solution limite le nombre d'interfaces entre la source de dissipation du composant et la source froide, qu'elle autorise l'insertion d'une couche d'oxyde de silicium pour assurer une isolation diélectrique, qu'elle réduit les effets de coefficients de dilatation des matériaux et donc du cyclage thermique, qu'elle allège le produit, et enfin que sa réalisation qui se prête bien à une fabrication collective, peut sur le plan économique être très intéressante.

Pour effectuer la réalisation, nous utiliserons successivement les techniques de gravure et ensuite les techniques de collages du silicium. Le cahier des charges que nous nous sommes fixés, vise à retrouver les mêmes pouvoirs d'évacuation que précédemment c'est à dire une densité de puissance de l'ordre de 200W/cm², pour une élévation de température de jonction de la puce d'environ 40°C. La puissance évacuée par l'intermédiaire d'un fluide caloporteur circule de manière forcée dans un réseau de canaux gravés dans le silicium. Comme pour les précédentes orientations, différentes optimisations ont été étudiées et ont fait l'objet de réalisations. Une des originalités de ce travail est qu'il est possible, suivant l'orientation cristalline du support silicium, d'obtenir, par gravure humide, des canaux hexagonaux ou des canaux rectangulaires (figure 42). Dans un premier temps des simulations thermiques ont été faites, puis un modèle analytique a été établi qui a conduit à une optimisation géométrique du refroidisseur.

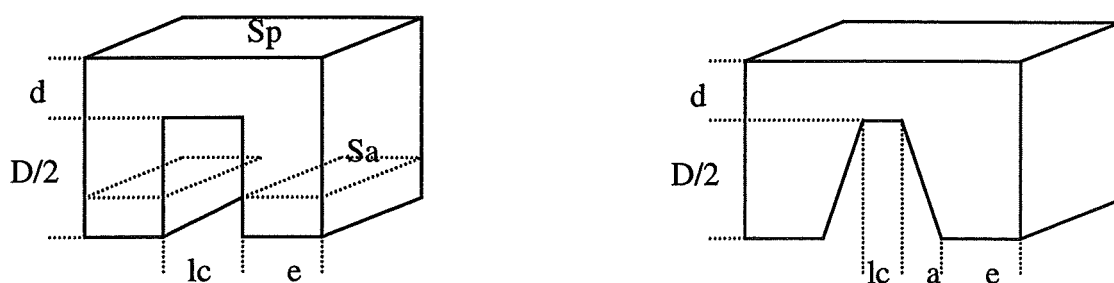


Figure 42 : Paramètres géométriques d'un demi canal de section rectangulaire et hexagonale

La figure suivante est un exemple d'isothermes dans les ailettes pour une section de canal hexagonale. Avec les conditions retenues, ces isothermes sont parallèles entre elles, l'écoulement de la chaleur dans les ailettes est donc unidirectionnel. (figure 43). Cette remarque est à la base du développement d'un modèle analytique.

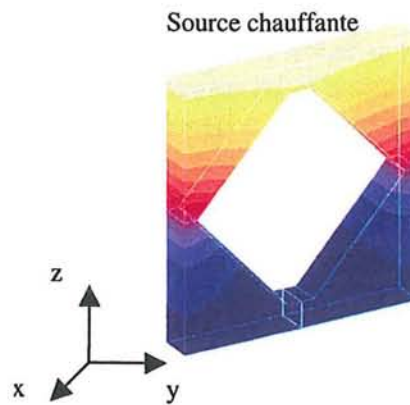


Figure 43: Lignes isothermes dans le cas d'une structure hexagonale

Le modèle analytique a ensuite été intégré à un logiciel d'optimisation développé au LEG : Pascosma [15]. Ce logiciel permet de passer directement du modèle analytique à un programme d'optimisation sous contrainte de la fonction objective, h_{eq} , dans notre cas, générée automatiquement. On peut ainsi imposer un ensemble quelconque de contraintes numériques sur tous les paramètres. Après résolution, on obtient les valeurs numériques des paramètres qui minimisent la fonction objective tout en satisfaisant les contraintes imposées. Les résultats sont présentés dans le tableau ci-après.

Paramètres	Contraintes	Structure hexagonale	Structure rectangulaire
e (μm)	20 à 200	40	39
D (μm)	200 à 800	400	800
l_c (μm)	10 à 1 cm	40	116,22
L_x (cm)	1,4	1,4	
L_y (cm)	1,4	1,4	
P (W/m^2)		2e6	4e6
Q (l/min.)	0,18 à 3,96		1,14
ΔP (Bar)	0 à 0,2	0,2	0,2
ΔT_l (k)	0 à 10	10	9,99
Re	0 à 2300	1254	696,995
h ($\text{W}\cdot\text{m}^2/\text{K}$)		13280	20182
h_{eq} ($\text{W}\cdot\text{m}^2/\text{K}$)		35556	95037.3
R_{conv} ($\text{K}/\text{W}\cdot\text{m}^2$)		2,81e-5 $T_j=56,2$	10,5e-6 $T_j=42^\circ$

Figure 44 : Optimisation des paramètres principaux

Ainsi un composant de puissance reporté directement sur un micro refroidisseur en silicium doit pouvoir dissiper des densités de chaleur de 200 à 400 W/cm^2 avec un écart de température entre le fluide caloporteur et le composant d'une quarantaine de degrés.

La réalisation de premiers véhicules tests a été effectuée, elle confirme la faisabilité de la démarche. Si les résultats obtenus sont très encourageants, il est difficile de connaître avec précision les performances thermiques de ces échangeurs sans leur intégrer une source de dissipation. La démarche est en cours et fait l'objet du travail de DEA de M.Coyaud [16].

Une fois cette validation effectuée, de nombreuses études complémentaires doivent être entreprises pour approfondir et utiliser au mieux la microthermie sur silicium. Les travaux engagés concernent les échanges simple phase ; il reste à étudier tout le domaine des échanges diphasiques. Le champ d'investigation est immense et les performances auxquelles nous

pouvons nous attendre sont tout aussi importantes [17]. Pour répondre à une sollicitation industrielle, nous avons choisi de commencer par étudier l'intégration de microcaloducs sur support silicium. Ce projet est le sujet de thèse de Y.Avenas. En effet pour un certain domaine de l'électronique de puissance, l'évolution des composants a tendance à générer de fortes densités de puissance sans pour autant que les puissances dissipées soient importantes. Dans ces conditions, ce n'est pas tant l'évacuation de cette énergie qui est contraignante mais plutôt sa concentration. La solution consiste alors à épanouir le plus rapidement possible ce flux de chaleur. L'apport de court-circuits thermiques tels que ceux effectués par des caloducs est, sur ce thème, d'un intérêt certain.

III – L'axe de recherche sur les interconnexions des composants de puissance

III – 1 Bilan des travaux effectués :

Le troisième et dernier thème que nous souhaitons développer dans notre projet de recherche a trait aux interconnexions des composants de puissance à grille. Notre motivation est double. Tout d'abord nous participons depuis plusieurs années à des actions de recherche [18] dans le cadre du GdR « Intégration de Puissance » qui visent à améliorer la fiabilité des fils de liaisons situés sur la face avant du composant qui relie la source de ce dernier sur l'extérieur. Bien que d'importantes applications aient été réalisées, on ne peut que constater que cette technique de liaison est l'une des premières limitations des composants IGBT. Nous pensons que seul un changement radical de conception viendra apporter une avancée significative dans ce domaine. La seconde motivation qui nous a amené à entreprendre des travaux sur les interconnexions est d'origine thermique. Contrairement aux autres composants de forte puissance, les modules IGBT ne peuvent être refroidis sur leurs deux faces de manière efficace. La faute en revient justement aux connexions par fils d'aluminium en face avant. Par ailleurs, un refroidissement de l'ensemble des connexions ne peut que réduire leur cyclage thermique et donc contribuer à fiabiliser le module. C'est pour cet ensemble de raisons que nous avons entrepris en partenariat avec l'entreprise ALSTOM et en collaboration étroite avec le département micro technologies du LETI la conception d'un nouveau concept de boîtier de puissance, à refroidissement sur les deux faces, avec des liaisons face avant par plots de soudures. Deux brevets ont été déposés par notre partenaire industriel pour protéger ce nouveau concept [19][20].

III – 2 Travaux en cours ou en projet :

L'originalité de ce nouveau boîtier repose tout d'abord sur sa technique de connexions. Comme souvent en électronique de puissance, ce projet vise à adapter au domaine des composants verticaux et des forts courants, une technologie d'interconnexions développée pour la micro électronique. Les travaux de recherche sur les boîtiers et les encapsulations sont très nombreux dans cette discipline [21][22]. Un travail important de synthèse a été fait par S. Lelong [23] au centre commun de recherche de l'Aérospatiale sur ce sujet. Ils ont tous comme objectif d'augmenter la densité de liaisons par unité de surface et de permettre une plus grande fréquence de fonctionnement des circuits. Les besoins en électronique de puissance, bien que différents, peuvent être en partie résolus par des techniques de liaisons par plots de soudures appelés « bumps ». La géométrie en coupe du nouveau boîtier est présentée sur la figure ci-dessous.

Il est constitué de deux substrats DBC (structure tri couche Cuivre - Nitrure d'Aluminium - Cuivre) entre lesquels sont brasés les composants : 2 IGBT et quatre diodes.

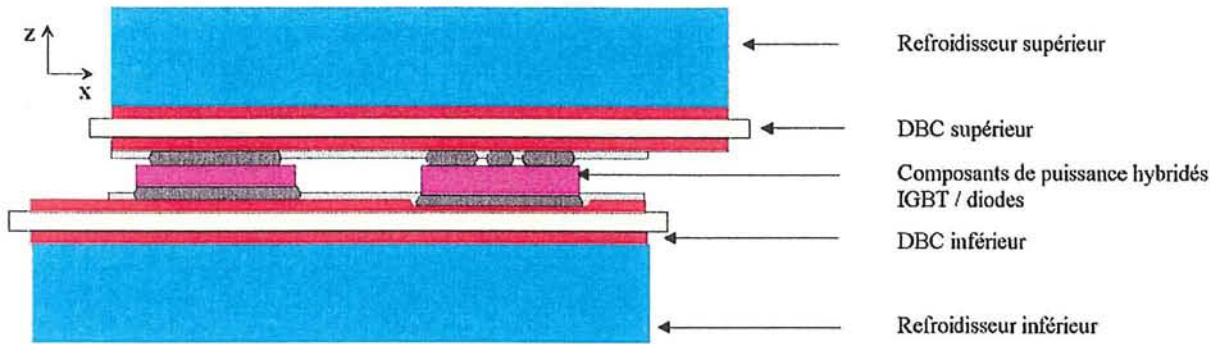


Figure 45 : Structure du nouveau module

Un refroidisseur est brasé sur chaque DBC. Il est constitué d'une pièce de cuivre dans laquelle des micro canaux de section rectangulaire ont été usinés (dans la direction x). Les dimensions sont celles issues des précédentes optimisations thermiques.

L'apport, sur le plan thermique, de cette nouvelle technologie de boîtier est évident. Il suffit pour cela de déterminer avec les outils de simulation, développés préalablement, la résistance thermique des composants, et de calculer la puissance qu'ils sont capables de dissiper pour une élévation de température déterminée. Pour pouvoir comparer avec d'autres types de modules, la puissance dissipée est donnée pour une surface de 1 cm². La puissance dissipable dans les composants des modules à refroidissement double face (figure 45) et simple face (figure 44) est présentée sur la figure 46 pour différentes valeurs du coefficient d'échange équivalent h_{eq} (pour une élévation de température de 40 °C).

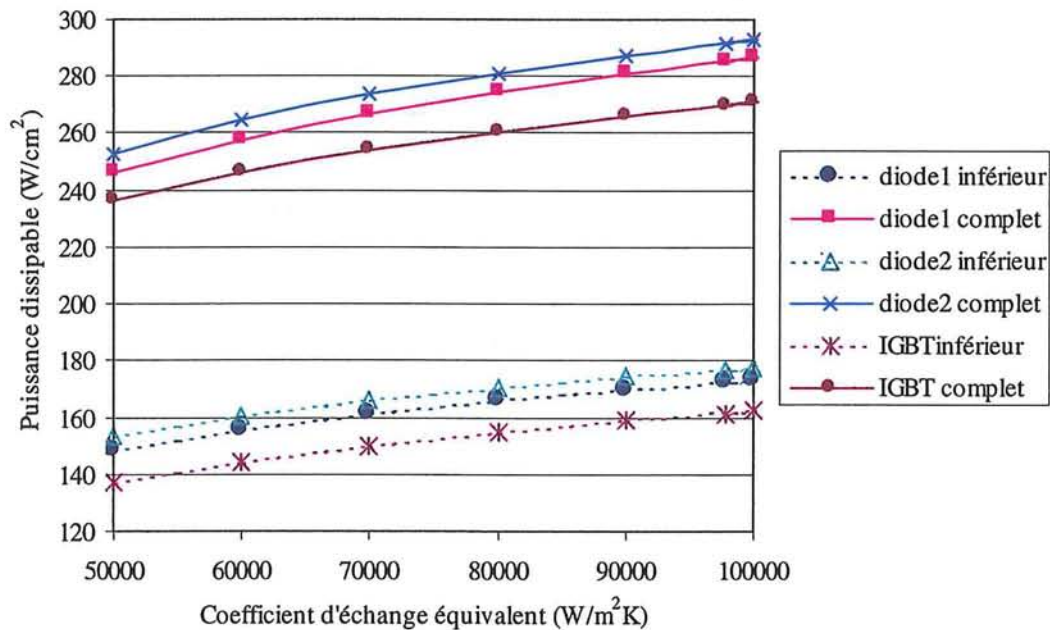


Figure 46 : Puissance dissipable dans les composants ; $\Delta T_{IGBT} = 40 \text{ }^\circ\text{C}$

Jusqu'à présent, les résultats présentés étaient valables pour des brasures en alliage Sn/Pb/Ag (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 Sn/Pb (10/90), et pour différentes épaisseurs. Les résultats sont donnés sur la Figure 1 pour l'IGBT. L'élévation de température est toujours de 40 °C, et le coefficient d'échange équivalent est de 97760 W/m²K, ce qui correspond à de l'eau pure à 80 °C circulant dans les microcanaux.

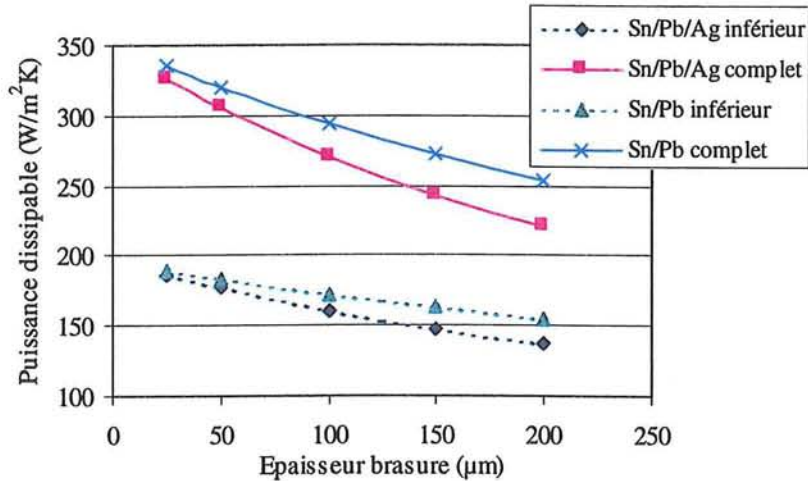


Figure 17 : Puissance dissipable dans les IGBT ; $\Delta T_{jIGBT} = 40 \text{ }^\circ\text{C}$; $h = 97760$

Deux approches (numérique et analytique), nous ont permis de calculer les performances thermiques du module, avec une bonne concordance entre les deux (l'écart relatif est inférieur à 5 %). Si le fluide circulant dans les deux refroidisseurs à micro canaux est de l'eau pure entrant à $80 \text{ }^\circ\text{C}$, la résistance thermique attendue pour l'IGBT est de $0,106 \text{ K/W}$, ce qui correspond à une puissance dissipée de 270 W/cm^2 pour une élévation de température du composant de $40 \text{ }^\circ\text{C}$. Avec un seul refroidisseur en face arrière du module, celle-ci serait de 161 W/cm^2 . Le refroidissement double face permet donc une amélioration de 40 %.

Cette validation par la simulation de ce projet ayant été effectuée, nous avons entrepris la réalisation de véhicules tests. Nous ne développerons pas l'ensemble des étapes technologiques de cette réalisation dans ce rapport. Elles le seront dans le rapport de thèse de C. Gillot. Nous présentons, figure 48, les composants reportés sur le support inférieur sur lesquels les plots de soudures sont déposés et figure 49, le boîtier complet avec deux micro refroidisseurs reportés sur les deux faces. La caractérisation expérimentale de ces prototypes est en cours et fera l'objet de la troisième et dernière année de thèse de C. Gillot.

Avec la réalisation de ce projet, nous atteignons des niveaux de pouvoir de coupure par unité de volume qui sont de l'ordre 7000 V.A.cm^{-3} , ce qui représente par rapport aux technologies actuelles une augmentation de densité d'environ de cent. La voie est désormais ouverte à la réalisation de convertisseur de forte puissance, à haute intégration. Pour continuer dans cette voie un projet de conception d'un bras d'onduleur a été déposé dans le cadre des collaborations LEG-LETI pour l'année 1999/2000. Dès le début du vingt et unième siècle nous envisageons, avec notre partenaire industriel, d'éprouver et de fiabiliser cette nouvelle génération de convertisseurs.

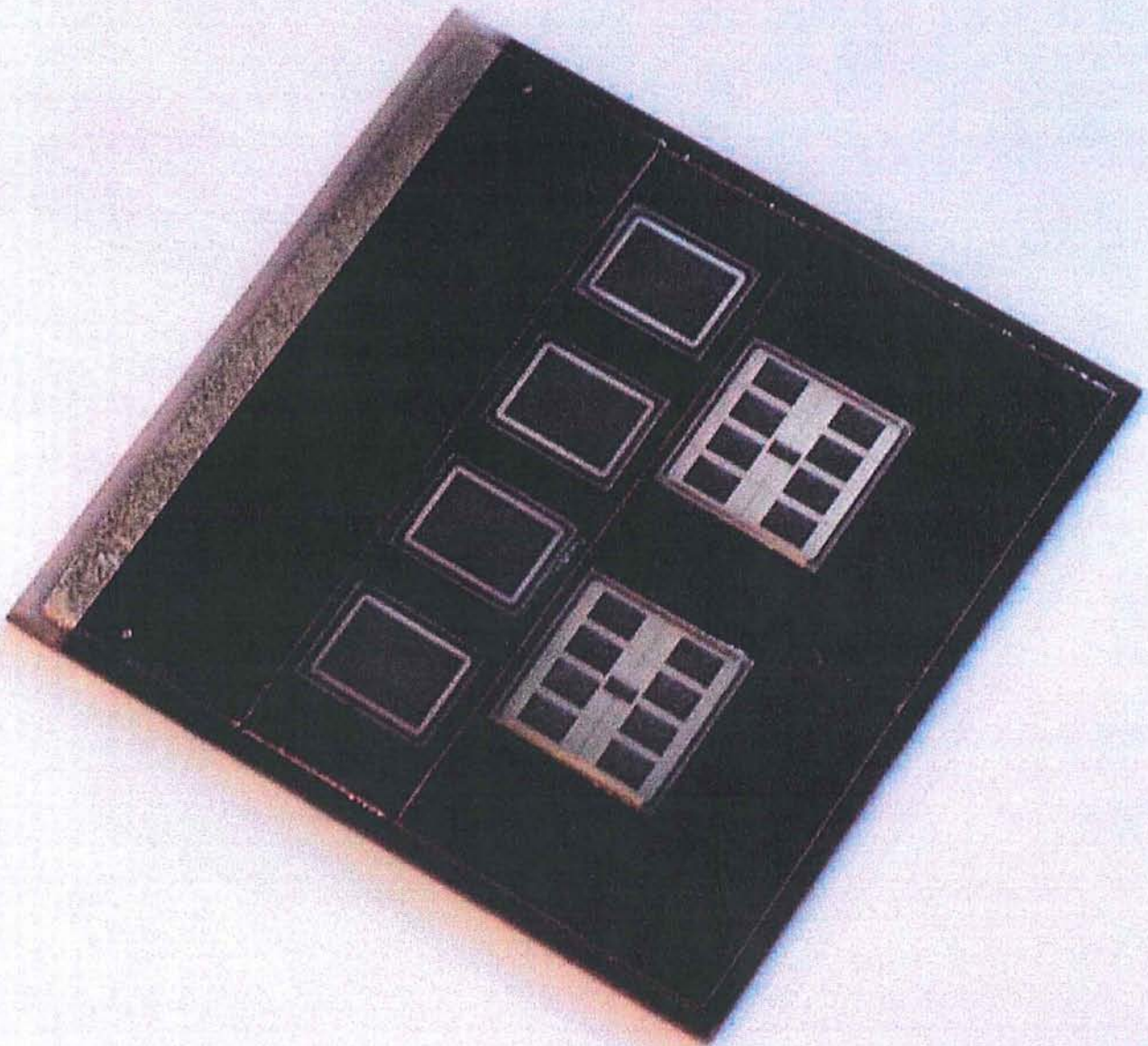


Figure 48 : Support DBC inférieur sur lequel deux IGBT et quatre diodes sont reportés et bumpés

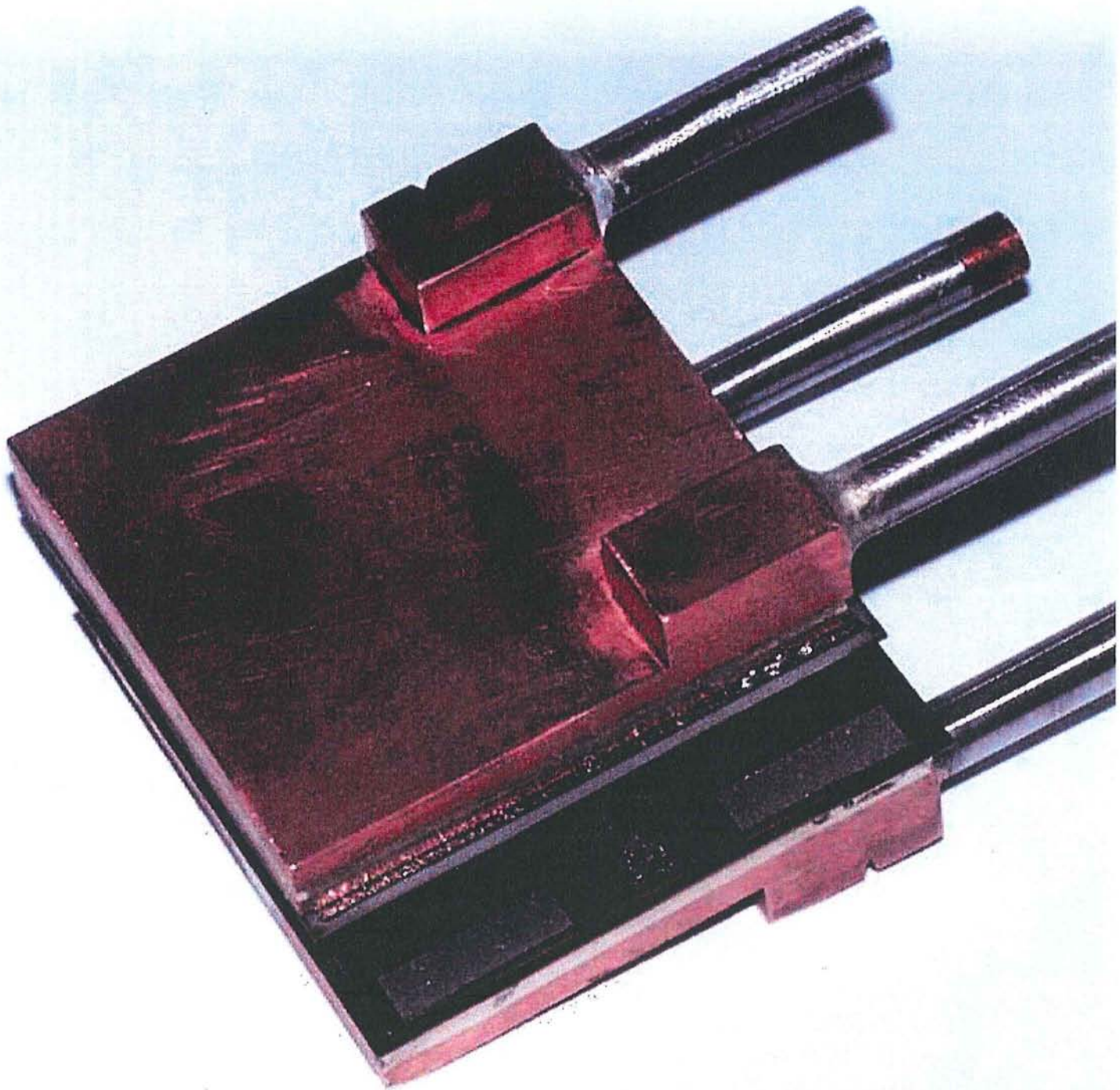


Figure 49 : Module complet sur lequel deux IGBT et quatre diodes sont reportés et bumpés et deux micro refroidisseurs montés.

Références bibliographiques

- [1] **L. NGO**
Etude et conception d'un composant PLANAR haute tension : Application à la diode PIN.
Thèse INP de Grenoble soutenue le 27 novembre 1997
- [2] **C. Gillot**
Caractérisation d'oxydes épais utilisés dans les composants de puissance.
Rapport de DEA septembre 1997
- [3] **C. Perret**
Etude de la filière Wafer Bonding dans la conception de composants de puissance.
Rapport de DEA septembre 1997
- [4] **C.H. Mastrenagelo**
"Semiconductors sensors technology", "Semiconductor Sensors", editor S.M. SZE J.
Wiley Editions
- [5] **J.B. Lasky**
Bonding of silicon wafers for silicon-on-insulator Applied Physics letter, N°48, 1986.
- [6] **J.P Laur, E.Hakim, J.L Sanchez, E. Scheid**
Condensateurs non linéaires sur silicium
Rapport d'activité du GdR 1182 Intégration en électronique de puissance
Rencontre du 25 mars 1999, pp85/91
- [7] **L. Aubard**
Etude des commandes des composants à grille isolée : Applications aux structures VMOS
et IGBT. Thèse INP de Grenoble soutenue le 22 Janvier 1999
- [8] **P. Podczaski**
Conception et réalisation d'un banc de caractérisation de diodes de puissance.
Mémoire d'ingénieur CNAM Décembre 1998.
- [9] **Olivier REY**
Conception et réalisation d'un banc de caractérisation en avalanche de diodes de
puissance.
Mémoire d'ingénieur CNAM Décembre 1999.
- [10] **Karim OUATTARA**
Dimensionnement de micro échangeurs simple phase adaptés au refroidissement de
convertisseurs de puissance utilisé dans des véhicules à traction hybride
Rapport de DEA juin 1999
- [11] **N. Loonis**
Optimisation de diodes rapides pour application PFC.
Rapport de DEA juin 1997

- [12] **S. RAEL**
Méthodologie de conception des Power.Multi.Chips.Modules :Réalisation d'un logiciel de simulation électrothermique 3D. Thèse INP de Grenoble soutenue le 30Mai 1996
- [13] **L. MEYSENC**
Méthodologie de conception de micro refroidisseurs adaptés aux composants de l'électronique de puissance. Thèse INP de Grenoble soutenue le 16 Février1998
- [14] **S. RAEL**
Conception de micro-échangeurs dédiés au refroidissement des composants électroniques de puissance",
Rapport post doctoral, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Septembre1997
- [15] **F. WURTZ, J. BIGEON**
A methodology and a tool for the computer aided design with constraints of electrical devices", IEEE Transaction on Magnetics, May 1996, Vol. 32, n°3
- [16] **M. COYAUD**
Evaluation de microrefroidisseurs à échange simple phase intégrés sur silicium
Rapport de DEA juin1999
- [17] **A. Bricard**
Ecoulement et transfert de chaleur dans les microcanaux et dans les microcaloducs
Revue bibliographique STI/LASP95.01, janvier 1995
- [18] **Gdr 1080 – Composants de puissance, thème encapsulation**
Fiabilité des fils de bonding
Rapport final, novembre 1997
- [19] **C.Schaeffer, M. Mermet - Guyennet**
Composant électronique de puissance comportant des moyens de refroidissements
Brevet d'invention, date de dépôt : 27 novembre 1998.
- [20] **C.Schaeffer, M. Mermet - Guyennet**
Structure composite pour composant électronique de puissance, procédé de fabrication de cette structure et composant électronique pourvu d'une telle structure.
Brevet d'invention, date de dépôt : 27 novembre 1998.
- [21] **R.Estes, F. Kulesza**
Environmental and reliability testing of polymer Flip Chip assemblies
International Electronics packaging Conference 1993
- [22] **IEEE Multi-chip module conference MCMC' 97**
Proceedings , Février 1997
- [23] **S.Lelong**
Etude de la fiabilité technologique des modules multipuces par des essais de vieillissement accéléré et par modélisation de leur comportement thermomécanique.
Thèse INP de Grenoble soutenue le 17 mars 1998.

PUBLICATIONS

PUBLICATIONS**ARTICLES DE REVUES INTERNATIONALES**

- [1] J.ROUDET, J-P.FERRIEUX, CH.SCHAEFFER, M.BRUNELLO, J.PERARD
Commutations modes in resonant converters : Control and safety in DC-DC conversion.
In EPE Journal, Vol.1 n°1, July 1990, pp.33 à 44.
- [2] CH.SCHAEFFER, B.REYMOND, L.PIERRAT
Comportement thermique d'un composant IGBT : Modélisation en 2D et validation expérimentale.
In L'Onde Electrique, Juillet-Août 1992 – Vol.72 – n° 4, pp.24 à 29.
- [3] CH.SCHAEFFER, J-P.FERRIEUX, L.PIERRAT, R.PERRET
The steady state thermal behaviour of an IGBT module:2D – F.E.M. simulation and influence of materials thermal conductivity and power injection mode.
In EPE Journal, Vol.1 n°1, December 1992, pp.33 à 44.
- [4] E.FARJAH, CH.SCHAEFFER, L-L.ROUVE, R.PERRET
Thermal characterization of MOS. Controlled Devices in Transient Conditions : Verification on Thermosensitive Parameters by experimental and Simulation Tools.
In EPE Journal, Vol.4, n°2, June 1994, pp.33-37.
- [5] E.CLAVEL, CH.SCHAEFFER, Y.MARECHAL, R.PERRET
Etude et conception d'une fonction interrupteur de puissance réalisée en technologie hybride : Application à la traction ferroviaire.
In Revue Générale de Thermique n° 395, Novembre 1994, pp.669-677.
- [6] A.BRICARD, L.MEYSENC, S.RAEL, CH.SCHAEFFER
Conception et dimensionnement d'un micro-échangeur diphasique pour le refroidissement des composants d'électronique de puissance.
In Revue générale de Thermique, n°36, Novembre 1997, pp149-156
- [7] S.RAEL, CH.SCHAEFFER, R.PERRET
Tenue en courant permanent des composants de l'électronique de puissance.
In Revue 3E-I n°9, Juin 1997, pp51-58
- [8] S.DUONG, S.RAEL, CH.SCHAEFFER, F.SARRUS
Etude du comportement électrique du fusible aux fréquences élevées.
In Journal de Physique III, n°7, Avril 1997, pp819-828
- [9] L.MEYSENC, L.SALUDJIAN, A.BRICARD, S.RAEL, CH.SCHAEFFER
A high heat flux IGBT micro-exchanger setup.
In IEEE Transaction on Components, Packaging and Manufacturing Technology Part A, Vol 20, n°3, Septembre 1997, pp334-341

- [10] L.MEYSENC, A.BRICARD, S.RAEL, CH.SCHAEFFER
A novel IGBT packaging.
In EPE Journal, Vol.8, n°1-2, June 1999, pp.19-24.
- [11] C. GILLOT, CH.SCHAEFFER, A.BRICARD
Integrated MicroHeat Sink for Power Multichip Modules
In IEEE Transaction on Components, Packaging and Manufacturing Technology
Part A, Vol 22, n°3, Septembre 1999,
- [12] C.GILLOT, A.BRICARD, CH.SCHAEFFER
Single and two phase Heat Exchangers for Power Multichip Modules
En cours de publication dans la revue générale de thermique

ARTICLES DE CONGRES INTERNATIONAUX

- [1] M.BRUNELLO, CH.SCHAEFFER, S.LAFFONT
DC-DC converter with double series resonant circuit.
In PCIM'90 proc., pp.312-320, Juin 1990, Munich.
- [2] CH.SCHAEFFER, J-P.FERRIEUX, M.IVANES
A new multiphase DC-DC resonant converter.
In PCIM'91 Proc., pp.363-378, Juin 1991, Nuremberg.
- [3] CH.SCHAEFFER, J-P.FERRIEUX, M-L.LOCATELLI
Investigation on high-temperature operation for IGBT components.
In EPE'91 proc., pp.2484-2490, Septembre 1991, Florence.
- [4] CH.SCHAEFFER, J-P.FERRIEUX, R.PERRET
Thermal simulation in power electronics.
In IEEE-APEC'92, proc., pp.780-784, Février 1992, Boston.
- [5] J.PAUTRIEUX, CH.SCHAEFFER, J-P.FERRIEUX
Electrical and thermal investigation on IGBT.
In PCIM'92 proc., 27-30 Avril 1992, Nuremberg.
- [6] E.FARJAH, CH.SCHAEFFER, R.PERRET
Simulation on hybrid power components : A new electrothermal model.
In IEEE-IAS'92 proc., Octobre 1992, Houston.
- [7] L-L.ROUVE, CH.SCHAEFFER, E.FARJAH
Thermal behavior of IGBT subjected to short power pulses of high amplitude.
In IEEE-APEC'94 proc., pp.487-492.
- [8] CH.SCHAEFFER, Y.MARECHAL, E.CLAVEL, E.FARJAH
CAD for hybrid power modules.
In IEEE-IAS'93 proc., pp.1231-1237.
- [9] S.RAEL, CH.SCHAEFFER, R.PERRET
Electrothermal characterization of IGBT.
In IEEE-IAS'94 proc., pp.1269-1276.
- [10] S.DUONG, CH.SCHAEFFER, L-L.ROUVE, J-F.DE PALMA, C.MULLERT
Fuses for power IGBT converters.
In IEEE-IAS'94 proc., pp.1336-1343.
- [11] S.RAEL, E.CLAVEL, Y.MARECHAL, CH.SCHAEFFER
PMCM conception methodology : development of a 3D electrothermal simulation tool.
In EPE'95 proc., pp.117-1182 and THERMINIC WORKSHOP'95.
- [12] E.FARJAH, CH.SCHAEFFER, R.PERRET
Experimental thermal parameter extraction using non-destructive test.
In EPE'95 proc., pp.1245-1248.

- [13] S.DUONG, S.RAEL, CH.SCHAEFFER, J-F.DE PALMA
Short circuit behaviour for PT and NPT IGBT devices : protection against explosion of the case by fuses.
In EPE'95 proc., pp.1249-1254 and in IPEC'95 proc., pp.925-930.
- [14] S.RAEL, D.BAILLIVET, CH.SCHAEFFER
Development of a conception methodology for power multi rectifier chips modules.
In IEEE-IAS'95 proc., pp.946-953.
- [15] D.BAILLIVET, S.RAEL, CH.SCHAEFFER, B.RIVET, L.DUBRULLE
Etude des techniques d'assemblage dans la conception des modules de puissance : application à la mise en parallèle de diodes de puissance.
In IEEE-SOLDERING'95 proc., pp.429-436.
- [16] S.DUONG, CH.SCHAEFFER, R.DESHAYES, J-L.GELET
Distribution of high-frequency currents through the elements of a fuses.
In ICEFA'95 Proceedings
- [17] S.DUONG, Y.MARECHAL, CH.SCHAEFFER, J-F.DE PALMA
Electrothermal model of a fuse.
In IEEE-IAS'96 proc., pp.1302-1308 Octobre 1996.
- [18] L.MEYSENC, L.SALUDJIAN, A.BRICARD, S.RAEL, CH.SCHAEFFER
A high heat flux IGBT micro-exchanger setup.
In IEEE-IAS'96 proc., pp.1309-1316 Octobre 1996.
- [19] L. MEYSENC, S. RAEL, Ch. SCHAEFFER, A. BRICARD
« Two-phase heat exchangers applied to power electronics cooling ».
In Congrès EURO THERM 97, Séminaire 58. Proceedings
- [20] Ch. GILLOT, A. BRICARD, Ch. SCHAEFFER
Single and Two phase Heat Exchangers for Power Multichip Modules.
In Congrès EURO THERM 98. Séminaire 58. Proceedings.
- [21] Ch. GILLOT, Ch. SCHAEFFER, A. BRICARD
Integrated Micro Heat Sink for Power Multichip Module.
In IEEE Industrial and Applied Society'98 Conference, proceedings.
- [22] C. PERRET, Ch. SCHAEFFER, J. BOUSSEY
Microchannel integrated heat sinks in silicon technology.
In IEEE Industrial and Applied Society'98 Conference, proceedings.
- [23] C. PERRET, Ch. SCHAEFFER, J. BOUSSEY
Integration of micro heat sink in silicon technology .
In IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging'98.
- [24] Ch. GILLOT, Ch. SCHAEFFER
A 3D Electrothermal Simulation Tool for Integrated Power Modules.
In IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging'98.

- [25] S. DUONG, J.L. SCHANEN, Ch. SCHAEFFER, J.P. DEPALMA
Reduction of parasitic inductance of a fuse in a busbar circuit.
In Power Conversion and Intelligent Motion'98.
- [26] C.PERRET, J.BOUSSEY, Ch. SCHAEFFER, M.COYAUD
Integration of cooling devices in silicon technology.
In 5th International Workshop Thermal Investigation of IC's and Systems.
- [27] C.GILLOT, D.HENRY, C.SCHAEFFER, C.MASSIT
A New Packaging Technique for Power Multichip Modules
In IEEE Industrial and Applied Society'99 Conference, proceedings.
- [28] C.PERRET, J.BOUSSEY, C.SCHAEFFER
Optimization of Microchannels Heat Sinks Realized in Silicon
In IEEE Industrial and Applied Society'99 Conference, proceedings.

ARTICLES DE CONGRES NATIONAUX

- [1] CH.SCHAEFFER, B.REYMOND, L.PIERRAT
Comportement thermique d'un composant IGBT : Modélisation en 2D et validation expérimentale.
Journée S.E.E., 18 novembre 1991, Paris.
- [2] S.RAEL, CH.SCHAEFFER, J-P.FERRIEUX
Etude de la mise en parallèle d'I.G.B.T.
In S.E.E-E.P.F'92 Proceedings.
- [3] R.PERRET, CH.SCHAEFFER, E.FARJAH
Temperature evolution in power semiconductor devices : Measurement techniques and simulation.
in I.E.E. Colloquim'92 «Measurement techniques »
- [4] E.CLAVEL, CH.SCHAEFFER, Y.MARECHAL
A 3D Electrothermal Modelling for Paralleled Chips.
In EURO THERM-SEMINAR 36 Proceedings. pp.845-853.
- [5] R.PERRET, CH.SCHAEFFER
Les phénomènes thermiques dans les composants de l'Electronique de Puissance.
In Journée d'Etude de la SFT, avril 1994.
- [6] S.DUONG, CH.SCHAEFFER, J.ARNOULD, J-F.DE PALMA, C.MULLERT
Etude du transistor à grille bipolaire en surcharge en vue de sa protection par fusible.
In SEE-EPF'94 Proceedings. pp.167-171.
- [7] CH.SCHAEFFER, S.RAEL, R.PERRET
Critères de choix des semiconducteurs à grille isolée pour convertisseurs embarqués.
In S.E.E. C'Velec'94 Proceedings. 1/5-5/5.
- [8] N. LOONIS, Ch. SCHAEFFER, R. PERRET, B. RIVET, A. LHORTE
Optimisation de diodes rapides haute tension. Application à un convertisseur PFC.
In Congrès EPF'98. Proceedings.
- [9] C. GILLOT, Ch. SCHAEFFER
Double-size microcooling systems for power modules.
In ELMA'99 conférences. Proceedings.

ENCADREMENTS

ENCADREMENTS**DOCTORANTS**

- Stéphane RAEL** (Sept.93 – Sept.96) *(Co-encadrement avec R.Perret)*
Méthodologie de conception des Power.Multi.Chips.Modules :
Réalisation d'un logiciel de simulation électrothermique 3D.
Thèse soutenue le 30Mai 1996
- Son DUONG** (Sept.94 – Sept.97) *(Co-encadrement avec R.Perret)*
Dimensionnement d'une protection fusible pour les convertisseurs
haute fréquence : *Applications aux convertisseurs à IGBT.*
Thèse soutenue le 03 Juillet 1997
- Thuy NGO** (Sept.94 – Sept.97) *(Co-encadrement avec N.Guillemot)*
Etude et conception d'un composant PLANAR haute tension :
Application à la diode PIN.
Thèse soutenue le 27 Novembre 1997
- Luc MEYSENC** (Sept.95 – Sept.98)
Méthodologie de conception de micro refroidisseurs adaptés aux
composants de l'électronique de puissance.
Thèse soutenue le 16 Février1998
- Laurent AUBARD** (Sept.93 – Sept.99) *(Co-encadrement avec J-P.Ferrieux)*
Etude des commandes des composants à grille isolée :
Applications aux structures VMOS et IGBT.
Thèse soutenue le 22 Janvier 1999
- Charlotte GILLOT** (Sept.97 – Sept.2000)
Etude et conception de module de puissance à IGBT à
refroidissement double faces par micro canaux.
Soutenance prévue en Septembre 2000
- Corinne PERRET** (Sept.97 – Sept.2000) *(Co-encadrement avec J. BOUSSEY)*
Etude et conception de micro refroidisseur sur silicium à échange
simple phase.
Soutenance prévue en Septembre 2000

STAGIAIRES D.E.A.

- Christophe ANDRIEUX** (Avril 91 – Sept.91) *(Co-encadrement avec J.Roudet)*
Réalisation d'un convertisseur de chauffage par induction mono interrupteur à thyristor G.T.O.
- Olivera DE AVELINO** (Janv.92 – Juin 92) *(Co-encadrement avec Y.Maréchal)*
Etude, réalisation et mise au point d'un modèle thermique 3D à partir du logiciel FLUX 3D.
- Stéphane RAEL** (Avril 92 – Sept.92)
Etude de la mise en parallèle d'interrupteurs IGBT en vue d'optimiser la fonction interrupteur.
- Edith CLAVEL** (Avril 93 – Sept.93) *(Co-encadrement avec Y.Maréchal)*
Elaboration d'un module de couplage électrothermique dans le logiciel FLUX 3D.
- Laure-Line ROUVE** (Avril 93 – Sept.93)
Etude du comportement thermique des composants IGBT soumis à des contraintes élevées de faible durée :
Localisation des énergies dissipées et des paramètres thermo-sensibles.
- Son DUONG** (Avril 1994 – Sept.94)
Etude d'une protection fusible dans les convertisseurs à IGBT.
- Luc MEYSENC** (Avril 95 – Sept.95)
Etude de techniques de refroidissement utilisant le changement de phase :
Caractérisation d'un refroidissement caloduc pour les modules IGBT de puissance.
- David BAILLIVET** (Avril 95 – Sept.95) *(Co-encadrement avec S.Raël)*
Méthodologie de conception de boîtier ISOTOP :
Caractérisation électrothermique de redresseur de puissance.
- Nadège PIETTE** (Mars 96 – Sept.96)
Caractérisation électrothermique de transistors IGBT en régime de défaut.
- Alexandre DARTIGUES** (Avril 96 – Sept.96) *(Co-encadrement avec S.Raël)*
Etude du comportement thermomécanique des assemblages hybrides de puissance : Mise en œuvre d'un banc de caractérisation

Nicolas LOONIS
(Mars 97 – Sept.97)

(Co-encadrement avec S.Raël)
Optimisation de diodes rapides pour application PFC.

Charlotte GILLOT
(Mars 97 – Sept.97)

Caractérisation d'oxydes épais utilisés dans les composants de puissance.

Corinne PERRET
(Avril 97 – Sept.97)

(Co-encadrement avec J.Boussey)
Etude de la filière Wafer Bonding dans la conception de composants de puissance.

Khaled LAOUAMRI
(Avril 98 – Sept.98)

Etude du comportement en claquage des diodes de puissance :
Simulation semiconductrice de la structure

Jean Michel GUICHON
(Avril 98 – Sept.98)

(Co-encadrement avec N.Rétière)
Etude du comportement en court circuit des composants IGBT :
Développement de modèles analytiques

Martin COYAUD
(Avril 99 – Sept.99)

(Co-encadrement avec C.Perret)
Evaluation de microrefroidisseurs à échange simple phase intégrés sur silicium

Karim OUATTARA
(Avril 99 – Sept.99)

(Co-encadrement avec C.Gillot)
Dimensionnement de micro échangeurs simple phase adaptés au refroidissement de convertisseurs de puissance utilisés dans des véhicules à traction hybride

INGENIEURS C.N.A.M.

Joël PAUTRIEUX
(janv.91 – janv.92)

(Co-encadrement avec J-P.Ferrieux)
Conception d'un banc de mesures pour semiconducteurs de puissance : Application à la caractérisation de l'IGBT.
CUEFA de Grenoble, Centre CNAM, 1992.

Gérard SAUNIER
(Juin 92 – Juin 93)

Conception d'un banc d'études en contrainte pour semiconducteurs de puissance : Application à la caractérisation de l'IGBT.
CUEFA de Grenoble, Centre CNAM, 1993.

Eric BRUN-BARONNAT
(Sept.96 – Sept.97)

(Co-encadrement avec L.Meysenc)
Etude et réalisation d'un banc de caractérisation thermique de microrefroidisseurs.
CUEFA de Grenoble, Centre CNAM, 1997.

Patrick PODCZASKI

(Sept.97 – Sept.98)

Conception et réalisation d'un banc de caractérisation de diodes de puissance.

CUEFA de Grenoble, Centre CNAM, 1998.

Olivier REY

(Sept.98 – Sept.99)

(Co-encadrement avec C.Masselot)

Conception et réalisation d'un banc de caractérisation en avalanche de diodes de puissance.

CUEFA de Grenoble, Centre CNAM, 1999.

STAGIAIRES ERASMUS**Christian HEINLEIN**

(Avril 92 – Juin 92)

Corrélation des paramètres intrinsèques et extrinsèques des interrupteurs IGBT.

Conor O'REGAN

(Juin 91 – Sept.91)

Etude et Réalisation d'un dispositif impulsionnel permettant la caractérisation thermique des interrupteurs de puissance dans les temps courts.

**ACTIVITES EN MATIERE
D'ENSEIGNEMENT**

ACTIVITES EN MATIERE D'ENSEIGNEMENT

*En formation initiale :

- Septembre 1980 - Septembre 1981 : Maître auxiliaire au Lycée VAUCANSON de Grenoble – Section F2 - Temps complet.
-Cours TD TP D'Electronique – Niveau Terminale
- Septembre 1981 – Septembre 1982 : Maître auxiliaire au Lycée MONGE de Chambéry – Section F3 – Temps complet.
-Cours TD TP D'Electrotechnique et Atelier – Niveau Terminale
- Septembre 1982 – Septembre 1983 : Maître auxiliaire au Centre National d'Enseignement par correspondance CNEC
-Section Génie Electrique – Temps complet.
-Cours TD D'Electrotechnique et d'Electronique
- Septembre 1983 – Septembre 1987 : Adjoint d'enseignement au Lycée VAUCANSON de Grenoble – Section F3 – Temps complet.
-Cours TD TP D'Electrotechnique et Atelier – Niveau Terminale
- Septembre 1987 – Septembre 1989 : Adjoint d'enseignement au Lycée VAUCANSON de Grenoble – Section F3 – Mi-temps.
-Cours TD TP D'Electrotechnique
-Niveau Terminale
- Septembre 1988 : Elève ingénieur en 3^e année à l'E .N.S.I.E.G., j'ai continué mon service d'enseignement à mi-temps au Lycée VAUCANSON. De ce fait je n'ai pu effectuer mon stage CPR et j'ai conservé mon statut d'Adjoint d'Enseignement, malgré l'obtention du CAPET
- Septembre 1989 – Septembre 1993 Attaché Temporaire d'Enseignement et Recherche (A.T.E.R.) à l'IUT GEII 1 de SAINT MARTIN D'HERES.
- Depuis Septembre 1993 : Maître de Conférence à l'E.N.S.I.E.G./I.N.P. de Grenoble

***En formation complémentaire :**

-Septembre 1980 – Septembre 1987 : Vacataire au GRETA Alpes/Dauphiné

***Matières enseignées :**

Au cours de ces douze années d'enseignement, j'ai assuré des cours théoriques et pratiques en :

- Electronique analogique et numérique.
- Electrotechnique :
 - Théorie des circuits
 - Machines tournantes
 - Electronique de puissance

- Automatique continue

***A L'IUT Département GEII 1 :**

En tant qu'Attaché d'Enseignement de Recherche j'ai assuré pendant quatre ans 192 heures d'enseignement.

En Electronique et Electronique de puissance :

- Durant les années scolaires (90/91 – 91/92 – 92/93) j'assure la responsabilité du module Electrotechnique- Electronique de puissance (Cours/TD/TP) de l'option Automatismes et Systèmes :
 - Le cours d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance au niveau 2^{ème} année (Option Automatismes et systèmes).
 - L'ensemble des Travaux Dirigés associés à ce cours.
 - La moitié des Travaux Pratiques associés à ce cours.

- Au cours de l'année scolaire 1992/1993

Une séance de Travaux Pratiques d'Electronique de puissance à l'option Electrotechnique-Electronique de Puissance
Une séance de Travaux Pratiques d'Electrotechnique en 1^{ère} Année

En Travaux de réalisation :

J'ai participé à cet enseignement en 1^{ère} année pendant trois ans (89/90 – 90/91 – 91/92) en tant que co-responsable de cet enseignement. Nous avons entièrement réorganisé cet enseignement technologique, avec, en particulier la mise en place de projets d'électronique, d'exposés de la part des étudiants faisant l'objet d'une recherche bibliographie et de visites.

***A.P.E.N.S.I.E.G. :**

En tant que Maître de conférence, j'assure depuis Septembre 1993, 192 heures d'enseignement.

En Tronc de 1^{ère} et 2^{ème} année :

- Deux modules de TD d'électrotechnique en seconde année
- Deux modules de TD d'électrotechnique en première année
- Deux modules de TP d'électrotechnique en seconde année

En Options (Réseaux et Electronique de Puissance :

- Deux modules de TP d'électrotechnique à l'option Réseaux
- Un module de TP d'électronique de puissance à l'option E
- Deux modules de cours dans l'option Electronique de Puissance
 - * Un module concerne les composants de Puissance
 - * Un module concerne la thermique en Electronique de Puissance

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

SYNTHESE DU RAPPORT HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES (Arrêté Ministériel du 23 Novembre 1988)

Soutenance : vendredi 3 Décembre 1999

Christian SCHAEFFER

Maître de conférences

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (UMR 5528)

Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble – INP de Grenoble

TITRE : POUR UNE CONCEPTION A HAUTE INTEGRATION DES SYSTEMES DE PUISSANCE

RESUME :

Les composants semiconducteurs de puissance sont depuis toujours à la base des développements des convertisseurs statiques. Le rôle d'interrupteur qu'ils jouent, conditionne l'évolution des structures. Avec l'apparition au début des années quatre vingt des IGBT, le monde des composants de puissance a été bouleversé. Issu des structures MOS, ce nouveau composant a ouvert à la famille des composants à grille isolée les applications de moyennes et de fortes puissances. Deux raisons expliquent cette évolution. D'une part, les progrès effectués par les fabricants de semiconducteurs (Front End) ont permis d'obtenir des tenues en tension de plusieurs kilovolts, et, d'autre part les progrès effectués sur l'encapsulation (Back End) ont autorisé de forts pouvoirs d'évacuation de la chaleur et donc de fortes intensités. Au cours de nos dix années de recherche, nous nous sommes attachés à participer au développement de ces nouveaux composants. Sur le plan électrique, avec une approche de concepteur de convertisseur, nous avons mis en évidence l'apport des IGBT en électronique de puissance en participant, entre autres, à des développements d'associations de composants pour répondre aux applications de la traction électrique. Nous avons rapidement montré, l'importance des assemblages sur lesquels ces composants sont reportés et particulièrement de leurs caractéristiques thermiques. La seconde partie de notre travail a concerné l'étude thermique de ces assemblages. L'étude des stratégies de refroidissement par microthermie a été initiée pour repousser les limites des structures classiques de refroidissement. Enfin, pour répondre à la fois à des considérations thermiques et électriques, une action a été engagée sur la connectique interne aux composants. Un nouveau concept de boîtier a été réalisé et breveté.

Dans une démarche d'intégration système, nous avons initié des travaux d'intégration de micro refroidisseurs dans le semiconducteur pour concevoir, de manière cohérente, la fonction interrupteur. Pour assurer une approche fonctionnelle sécurisée, des travaux sont aussi engagés sur l'intégration monolithique d'éléments de commande et de protection. Dans notre projet de recherche, en prospective, nous développons l'idée que l'électronique de puissance doit, comme l'électronique l'a fait, évoluer vers une intégration pour répondre tant aux besoins des utilisateurs que des concepteurs.

PROPOSITION DE COMPOSITION DU JURY :

Monsieur J. P Chante Professeur à l'INSA de Lyon (Rapporteur)

Monsieur J. P Ferrieux Professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble

Monsieur P. Merle Professeur à l'Université de Montpellier II (Rapporteur)

Monsieur R. Perret Professeur à l'ENSIE de Grenoble (Rapporteur)

Monsieur R. Périot Responsable du département Power Modules d'ALSTOM Tarbes

Monsieur J. Therme Directeur du Laboratoire d'Electronique, de Technologies et d'Instrumentations

Coordonnées des rapporteurs extérieurs :

Professeur J.P. Chante INSA, CEGELY-ECPA, Bat 401, 20 av A. Einstein, 69621 VILLEURBANNE Cedex

Professeur P. Merle, Univ de Montpellier II, LEM, CC079, Place E. Bataillon, 34095 MONTPELLIER Cedex 5

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

SYNTHESE DU RAPPORT HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES (Arrêté Ministériel du 23 Novembre 1988)

Soutenance : vendredi 3 Décembre 1999

Christian SCHAEFFER

Maître de conférences

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (UMR 5528)

Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs Electriciens de Grenoble – INP de Grenoble

TITRE : POUR UNE CONCEPTION A HAUTE INTEGRATION DES SYSTEMES DE PUISSANCE

RESUME :

Les composants semiconducteurs de puissance sont depuis toujours à la base des développements des convertisseurs statiques. Le rôle d'interrupteur qu'ils jouent, conditionne l'évolution des structures. Avec l'apparition au début des années quatre vingt des IGBT, le monde des composants de puissance a été bouleversé. Issu des structures MOS, ce nouveau composant a ouvert à la famille des composants à grille isolée les applications de moyennes et de fortes puissances. Deux raisons expliquent cette évolution. D'une part, les progrès effectués par les fabricants de semiconducteurs (Front End) ont permis d'obtenir des tenues en tension de plusieurs kilovolts, et, d'autre part les progrès effectués sur l'encapsulation (Back End) ont autorisé de forts pouvoirs d'évacuation de la chaleur et donc de fortes intensités. Au cours de nos dix années de recherche, nous nous sommes attachés à participer au développement de ces nouveaux composants. Sur le plan électrique, avec une approche de concepteur de convertisseur, nous avons mis en évidence l'apport des IGBT en électronique de puissance en participant, entre autres, à des développements d'associations de composants pour répondre aux applications de la traction électrique. Nous avons rapidement montré, l'importance des assemblages sur lesquels ces composants sont reportés et particulièrement de leurs caractéristiques thermiques. La seconde partie de notre travail a concerné l'étude thermique de ces assemblages. L'étude des stratégies de refroidissement par microthermie a été initiée pour repousser les limites des structures classiques de refroidissement. Enfin, pour répondre à la fois à des considérations thermiques et électriques, une action a été engagée sur la connectique interne aux composants. Un nouveau concept de boîtier a été réalisé et breveté.

Dans une démarche d'intégration système, nous avons initié des travaux d'intégration de micro refroidisseurs dans le semiconducteur pour concevoir, de manière cohérente, la fonction interrupteur. Pour assurer une approche fonctionnelle sécurisée, des travaux sont aussi engagés sur l'intégration monolithique d'éléments de commande et de protection. Dans notre projet de recherche, en prospective, nous développons l'idée que l'électronique de puissance doit, comme l'électronique l'a fait, évoluer vers une intégration pour répondre tant aux besoins des utilisateurs que des concepteurs.

PROPOSITION DE COMPOSITION DU JURY :

Monsieur J. P Chante Professeur à l'INSA de Lyon (Rapporteur)

Monsieur J. P Ferrieux Professeur à l'Université Joseph Fourier de Grenoble

Monsieur P. Merle Professeur à l'Université de Montpellier II (Rapporteur)

Monsieur R. Perret Professeur à l'ENSIE de Grenoble (Rapporteur)

Monsieur R. Périot Responsable du département Power Modules d'ALSTOM Tarbes

Monsieur J. Therme Directeur du Laboratoire d'Electronique, de Technologies et d'Instrumentations

Coordonnées des rapporteurs extérieurs :

Professeur J.P. Chante INSA, CEGELY-ECPA, Bat 401, 20 av A. Einstein, 69621 VILLEURBANNE Cedex

Professeur P. Merle, Univ de Montpellier II, LEM, CC079, Place E. Bataillon, 34095 MONTPELLIER Cedex 5